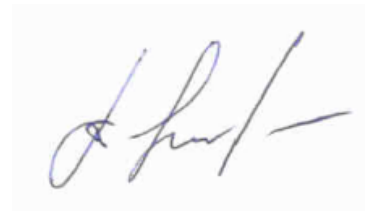


Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
Ивановский государственный университет

На правах рукописи



Клюев Андрей Викторович

**ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ В ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ
РАССЕИВАТЕЛЯХ**

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Специальность:

05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Научный руководитель
доктор технических наук, доцент
Бабанов Николай Юрьевич

Шуя - 2016

Содержание

Список сокращений.....	4
Введение	5
1. Актуальные задачи в области изучения параметрических рассеивателей.....	13
1.1. Состояние исследований по тематике изучения параметрических рассеивателей.....	13
1.1.1. Обзор литературы по тематике изучения параметрических рассеивателей	15
1.1.2. Перспективные задачи в области исследования параметрических рассеивателей.....	29
1.2. Методика моделирования реакции параметрического рассеивателя на внешнее воздействие запросным сигналом.....	31
1.2.1. Процессная модель параметрического рассеивателя	31
1.2.2. Методы моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей.....	35
1.2.2.1. Связь процессной модели и эквивалентной схемы параметрического рассеивателя.....	35
1.2.2.2. Методика моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей	38
1.3. Выводы по главе 1	41
2. Моделирование параметрических рассеивателей.....	43
2.1. Подходы к моделированию параметрических рассеивателей на основе анализа эквивалентных схем.....	43
2.2. Моделирование параметрических рассеивателей -двухполюсников	46
2.2.1. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на один параметрический генератор	46
2.2.2. Математическая модель параметрического рассеивателя на основе анализа его эквивалентной схемы	47
2.2.3. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на два параметрических генератора.	58
2.2.4. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на три параметрических генератора.....	64

2.2.5. Сравнение результатов моделирования дипольных параметрических рассеивателей.....	73
2.2.6. Выводы по результатам моделирования дипольных параметрических рассеивателей.....	74
2.3. Моделирование параметрических рассеивателей - четырехполосников	75
2.3.1. Моделирование параметрического рассеивателя – четырехполосника, нагруженного на два параметрических генератора.....	75
2.3.2. Моделирование параметрического рассеивателя – четырехполосника, нагруженного на три параметрических генератора	84
2.3.3. Моделированиеее мостового параметрического рассеивателя.....	95
2.4. Выводы по главе 2	110
3. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей	114
3.1. Объекты исследования.	115
3.2. Описание экспериментальной установки, методик измерений и калибровки	120
3.3. Результаты экспериментальных измерений	124
3.4. Сравнение результатов численных и натурных экспериментов с параметрическими рассеивателями – четырехполосниками.....	128
3.5. Выводы по главе 3	129
4. Использование запросного ЛЧМ сигнала для повышения эффективности систем поиска параметрических рассеивателей.....	131
4.1. Проблемы синхронизации ОС и компенсации СС в приемнике	131
4.2. Численное моделирование применения запросного сигнала накачки в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.	137
4.3. Модернизация методов формирования ответных сигналов в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульсов	140
4.4. Выводы по главе 4.....	160
Заключение.....	163
Список литературы.....	166
Приложение. Акт внедрения ФГУП РФЯЦ- ВНИИЭФ.....	179

Список сокращений

ПР - параметрический рассеиватель

СН - сигнал накачки

ОС - ответный сигнал

ЗС - запросный сигнал

ПГ - параметрический генератор

ЛЧМ - линейно частотная модуляция

ЛЧМ сигнал - сигнал с линейной частотной модуляцией

СС - синхронизирующий сигнал

СФ - согласованный фильтр

НР - нелинейный рассеиватель

СГР - субгармонический рассеиватель

ВАХ - вольт - амперная характеристика

АХ - амплитудная характеристика

ОПР - одноконтурный параметрический рассеиватель

ЭДС - электродвижущая сила

ВКФ - взаимно корреляционная функция

ДУ - дифференциальные уравнения

Введение

Актуальность темы

Настоящая работа относится к проблематике исследования эффекта нелинейного рассеивания радиоволн на объектах, содержащих точечные нелинейности. Одним из направлений прикладного использования данного эффекта является применение пассивных нелинейных радиоответчиков в качестве пассивных радиомаркеров или датчиков.

Данные объекты целесообразно применять тогда, когда не представляется возможным использовать активные радиомаяки, требующие периодического обслуживания и в условиях сильных переотражений от границы раздела сред и местных предметов.

Работы в области исследования эффектов нелинейного рассеяния радиоволн, выполненные под руководством В. Б. Штейншлейгера [1], А. А. Горбачева [2], [3], Н. С. Вернигорова [4], В. С. Парватова [5], Г. Д. Михайлова [6], Б. М. Петрова [7], Т. М. Заборонковой [8], Д. М. Семенихиной [9], Г. Н. Щербакова [10], С. В. Ларцова [11], С. Н. Разьникова [12], А. В. Николаева [13], [14], С. Н. Панычева [15], Н. Ю. Бабанова [16] показали, что с помощью пассивных нелинейных радиоответчиков могут решаться многие актуальные практические задачи. Такими задачами являются: оценка параметров окружающей среды, создание эталонных безфидерных источников электромагнитного излучения в радиодиапазоне, определение структуры распределения поля вблизи источников электромагнитного излучения, маркировка товаров, людей, объектов, грузов и маршрутов движения, создание нелинейных помех радиоприему, обнаружения оказавшихся за бортом людей, предварительно оснащенных спасательным жилетом с пассивным нелинейным радиоответчиком.

Среди всех типов пассивных нелинейных радиоответчиков наиболее сильный уровень ответных сигналов наблюдается от параметрических рассеивателей у которых частота ответного сигнала равна половине частоты запросного сигнала. Для этого параметрический рассеиватель должен состоять из

антенной части, принимающей запросный сигнал и переизлучающий ответный сигнал в окружающее пространство, и параметрического генератора, для которого запросный сигнал выступает сигналом накачки (рис. 1.1). Ответный сигнал появляется как результат возбуждения параметрического генератора на половинной частоте сигнала накачки.

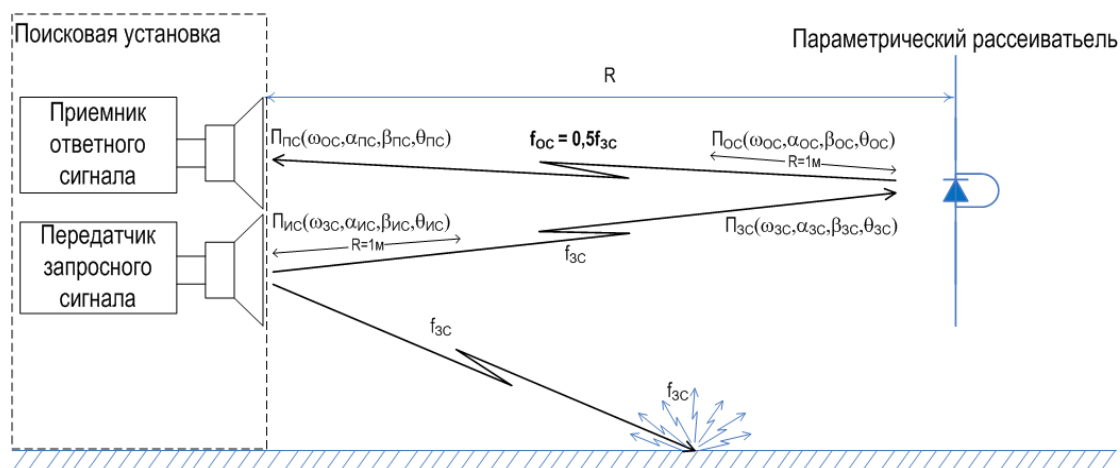


Рис. 1.1. Объект исследования

Параметрическим генератором может быть простейший электрический контур с нелинейной емкостью, в качестве которой выступает полупроводниковый диод. Простота и дешевизна конструкции параметрического рассеивателя так же является привлекательной чертой его применения для целей радиомаркировки объектов.

В то же время, использование параметрических рассеивателей в практических задачах предполагает учет целого ряда их специфических свойств и особенностей, что привело к созданию отдельного научного направления [16], в рамках которого и выполнено данное диссертационное исследование.

Степень разработанности темы

К началу исследований было известно достаточно много научных работ, связанных с проблематикой исследования и использования параметрических рассеивателей. Практически все исследуемые виды параметрических рассеивателей представляли собой дипольные или рамочные конструкции, при этом не ставилась задача совершенствования конструкции параметрических рассеивателей. Многие работы посвящены идее маркировки различных объектов

с помощью параметрических рассеивателей, однако, не обсуждался конструктив такой маркировки, для которой дипольные или рамочные параметрические рассеиватели не годятся из-за сильного влияния объектов на антенную часть. Такое положение дел было связано с отсутствием теории параметрических рассеивателей, в построении которой автор принимал активное участие под руководством научного руководителя. Отдельным результатам, полученным в рамках работ по созданию теории параметрических рассеивателей и посвящена настоящая работа.

Цель настоящей работы

Разработка путей повышения эффективности систем радиомаркировки на основе результатов натурных экспериментов и моделирования процессов преобразования радиосигналов в параметрических рассеивателях и приемнике поисковой установки.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие ***задачи***:

1. Разработать методику моделирования реакции параметрических рассеивателей на внешнее воздействие на основе их представления четырехполюсниками при помощи процессной модели и использования расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических цепей;
2. Апробировать новые конструкции параметрических рассеивателей - четырехполюсников на основе моделирования процессов преобразования радиосигналов в параметрических рассеивателях и результатов натурных экспериментов;
3. Апробировать применение в запросном сигнале сигнала накачки в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.

Методы исследования. При решении поставленных задач в работе были использованы методы математического анализа, теории дифференциальных уравнений, теории радиочепей, теории параметрических генераторов, теории длинных линий, методов оптимального приема радиосигналов, методов компьютерного моделирования.

Объектом исследования являются процессы преобразования радиосигналов в пассивных параметрических рассеивателях и способы обработки ответных сигналов, рассеянных параметрическими рассеивателями в приемнике системы радиомаркировки, использующей параметрические рассеиватели.

Предметом исследования являются новые конструкции параметрических рассеивателей и запросный сигнал, в котором в качестве сигнала накачки используются ЛЧМ радиоимпульсы.

Научная новизна заключается в том, что:

1. Разработана методика моделирования амплитудной характеристики параметрического рассеивателя – четырехполюсника на основе использования расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических схем с учетом представления параметрических рассеивателей в виде процессной модели, которая дополняет известные методы анализа свойств параметрических рассеивателей;
2. Предложены новые параметрические рассеиватели – четырехполюсники в виде полосковых конструкций;
3. На основе натурного и численного экспериментов проведена апробация новых конструкций параметрических рассеивателей:
 - показано, что новая конструкция параметрического рассеивателя с мостовой нагрузкой из четырех параметрических генераторов обладает наилучшими показателями, как по уровню ответного сигнала, так и минимальному уровню сигнала накачки, необходимому для возбуждения такого рассеивателя;
 - показано, что увеличение числа параметрических генераторов в нагрузке параметрического рассеивателя можно рассматривать, как возможный путь расширения полосы генерации, при этом с ростом числа параметрических генераторов в нагрузке растет как уровень максимально-возможного ответного сигнала, так и уровень сигнала накачки, необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя.
4. Доказана возможность повышения эффективности систем радиомаркировки, использующих параметрические рассеиватели на основе применения новых

конструкций параметрических рассеивателей в виде четырехполюсников с оптимальными значениями входных сопротивлений антенн сигнала накачки и ответного сигнала и способа формирования ответного сигнала в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.

Результаты работы, имеющие **практическую значимость**:

1. Разработан метод формирования прямоугольных радиоимпульсов ответного сигнала, по которому перед облучением параметрического рассеивателя прямоугольным радиоимпульсом сигнала накачки он облучается коротким синхронизирующим сигналом с частотой ответного сигнала и амплитудой в Q раз меньше амплитуды радиоимпульса сигнала накачки, где Q – добротность параметрического контура в нагрузке параметрического рассеивателя;
2. Определены перспективные направления повышения эффективности систем радиомаркировки, использующие параметрические рассеиватели;
3. Созданы и апробированы новые конструкции полосковых параметрических рассеивателей - четырехполюсников (мостового параметрического рассеивателя и трехгенераторного параметрического рассеивателя).

Результаты работы, имеющие **теоретическую значимость**:

1. Доказано, что оптимизация значений сопротивлений антенны сигнала накачки и антенны ответного сигнала позволяет увеличить примерно на порядок уровень ответного сигнала от параметрического рассеивателя – четырехполюсника;
2. Для учета частотных свойств антенн параметрического рассеивателя предложено замещать их на эквивалентной схеме последовательным колебательным контуром с сопротивлением, равным сопротивлению излучения антенны;
3. Показано, что с ростом числа параметрических контуров в нагрузке дипольного параметрического рассеивателя увеличиваются значения максимальной амплитуды ответного сигнала и уровня сигнала накачки, достаточного для возбуждения дипольного параметрического рассеивателя;
4. Изучены факторы, влияющие на форму и длительность переходных процессов при возбуждении ответного сигнала в параметрическом рассеивателе;

5. Проведена модернизация методов формирования ответных сигналов в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульсов, которые могут быть подвергнуты компрессии в приемнике, при этом обеспечивается возможность когерентного накопления последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала и эффективное ослабление синхронизирующих сигналов, представляющих собой короткие ЛЧМ радиоимпульсы с обратным законом изменения частоты.

Результаты и научные положения, выносимые на защиту

- 1) Метод моделирования амплитудной характеристики параметрического рассеивателя – четырехполюсника, ориентированный на использование расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических схем и представление параметрических рассеивателей в виде процессной модели.
- 2) Результаты апробации новых конструкций параметрических рассеивателей - четырехполюсников на основе моделирования процессов преобразования радиосигналов в параметрических рассеивателях и натурных экспериментов.
- 3) Предложенные и апробированные на основе моделирования и натурных экспериментов новые конструкции полосковых параметрических рассеивателей.
- 4) Новый способ формирования запросного сигнала, позволяющий получить ответный сигнал в виде ЛЧМ радиоимпульса и существенно ослабляющий импульсы синхронизации в приемнике поисковой установки.

Личный вклад

Работа выполнена под научным руководством д. т. н., доцента Н. Ю. Бабанова, предложившего общее направление исследований и участвовавшего в получении и обсуждении результатов. Большая часть результатов, вошедших в диссертационную работу, получена лично автором. В совместных публикациях автор принимал непосредственное участие в постановке и решении задач.

Достоверность обеспечивается для экспериментальных результатов их повторяемостью, для теоретических выводов и обобщений - подтверждается результатами экспериментов. Кроме того, полученные результаты опираются, подтверждают и развивают научные результаты, полученные другими исследователями.

Апробация работы.

Результаты работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях и семинарах:

- 1) Десятой международной научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ-2013».- 26-28 июня 2013г.- Владимир.
- 2) Двадцать первой международной научно-технической конференции. «Информационные системы и технологии ИСТ-2015».- Нижний Новгород.- НГТУ.
- 3) Девятнадцатой научной конференции по радиофизике, посвященной 70-летию радиофизического факультета.- Н.Новгород.- ННГУ.- 2015.
- 4) Восьмой международной научной конференции «Шуйская сессия студентов, аспирантов, педагогов, молодых ученых “Университет - новой школе”», г.Шуя 18-19 июня 2015г.
- 5) Международной научно-технической конференции, INTERMATIC – 2015, МИРЭА, Москва, 1 – 5 декабря 2015 г.
- 6) Двадцать второй международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ–2016 посвященная 80-летию РТФ – ФРК – ФИСТ – ИРИТ, - Нижний Новгород, -НГТУ.- 2016г.

Публикации по теме работы

По тематике исследования опубликовано 13 научных статей, из них 4 в изданиях, рекомендованных ВАК РФ. Получен патент на изобретение.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и изложена на 179 страницах, включает 94 рисунка. Список

литературы содержит 116 источников.

Внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы внедрены в Российском Федеральном Ядерном центре - Всероссийском научно-исследовательском институте экспериментальной физики (ФГУП РФЯЦ- ВНИИЭФ) (г. Саров).

1. Актуальные задачи в области изучения параметрических рассеивателей

1.1. Состояние исследований по тематике изучения параметрических рассеивателей

Данный раздел написан на основе обобщения научных результатов, опубликованных в [1] - [46].

Историческая справка

Нелинейное рассеяние электромагнитных волн впервые было обнаружено [17] в 1940 году прошлого века. Было замечено, что при попадании в электромагнитное поле излучающих антенн передатчиков соединяющихся частей металлических конструкций в спектре отраженного сигнала появляются спектральные компоненты, которых не было в спектре облучающего сигнала. Эти спектральные составляющие формируются на частотах, соответствующих частотам нелинейного преобразования облучающего сигнала. Если облучающий сигнал гармонический, то ответный сигнал (ОС) содержит кроме спектральных компонент на частоте излучения компоненты на частотах его гармоник. В случае многочастотного облучающего сигнала – еще и компоненты на частотах комбинационных нелинейных продуктов.

В 1976 году [18] высказана идея прикладного использования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн для обнаружения вооружений, части которых образуют металлические контакты со структурой металл-окисел-металл с нелинейной вольтамперной характеристикой.

В 80-х годах прошлого века под руководством В. Б. Штейншлейгера были начаты работы по прикладному использованию эффекта нелинейного рассеяния радиоволн [19], [1], [20], [21], при этом рассматривались эффекты, связанные с нелинейным рассеянием электромагнитных волн на объектах контактной природы. Эти работы продолжили Е.П. Чигин [3], А. А. Горбачев [2], [3], Н. С. Вернигоров [4], [22], Г. Н. Парватов [5], Г. Н. Щербаков [23], [24], при этом

кроме «контактных» рассматривались объекты, содержащие полупроводниковые компоненты.

Отдельно следует выделить работу по использованию эффектов нелинейного рассеяния для обнаружения минно-взрывных заграждений, активно развиваемую в настоящее время Г. Н. Щербаковым [23], [24] А. В. Николаевым [13], [14] и рядом других авторов. Еще одним направлением исследований, активно развиваемую Н. С. Вернигоровым [4], [22] является поиск подслушивающих устройств [25].

Задачи создания и использования пассивных нелинейных радиоответчиков в виде антенн с нелинейной нагрузкой [26], [27] появились в связи с удобством использования данных объектов как удобных физических моделей для калибровки и проверки работоспособности поисковых средств, работающих на основе использования эффекта нелинейного рассеяния радиоволн [28], [6], [29], [30]. Кроме того развивались идеи использования параметрических рассеивателей (ПР) в самостоятельных прикладных задачах: маркировки средств спасения [31], [32], [33], [34], [35], предотвращения столкновений автомобилей [36].

Как уже отмечалось выше наиболее перспективными, с точки зрения максимально – возможного уровня ОС являются параметрические рассеиватели [2]. Впервые использование пассивных ПР в прикладных задачах было предложено в 90-х годах [37], при этом предложенные технические решения были не апробированы. Первыми научными публикациями по тематике ПР являются две статьи П.А.Горбачева [38], [39].

1.1.1. Обзор литературы по тематике изучения параметрических рассеивателей

В данном подразделе представлен обзор публикаций по тематике диссертационного исследования.

Как уже отмечалось, в патенте [37] было предложено использовать ПР для целей маркировки, описаны конструкции дипольных параметрических рассеивателей, нагруженных на одноконтурный субгармонический параметрический генератор (ПГ) с цепью автосмещения и двухконтурный параметрический генератор, состоящий из двух одинаковых контуров.

Изобретение [37] относится к техническим средствам розыска, обнаружения и обозначения раненых на поле боя, и может быть использовано в мирное и военное время. Планировалось применять данное изобретение для ранжирования объектов розыска за счет частотной избирательности индивидуальных пассивных рассеивателей. Радиокomплекс содержит передатчик, приемник, антенны, измерители дальности и азимута. Впервые в индивидуальные пассивные рассеиватели зондирующего сигнала передатчика введены распознаватели ранга, объектов розыска. Распознаватель реализован в виде блока идентификации принимаемых радиосигналов по различной звуковой окраске, выполненного на базе сравнительного компаратора. В то же время указанные конструкции никак не апробированы, в частности, работоспособность ПР с двумя параметрическими контурами в нагрузке вызывает сомнения.

В работе [38] рассмотрено рассеяние электромагнитного поля системой пассивных субгармонических рассеивателей, содержащих параметрические возбуждаемые контуры; исследована статистическая модель ответного сигнала при падении на систему монохроматической электромагнитной волны.

Приведены результаты экспериментального исследования фазовых свойств ответного сигнала системы из дипольных субгармонических параметрических рассеивателей. Показано, что фаза возбуждаемого в этом ПР ответного сигнала является случайной дискретной бинарной величиной. Показано, что первый из

возбуждавшихся ПР в системе навязывает свою фазу остальным ПР. В результате, для системы из одинаковых ПР вид диаграммы направленности случайный и для импульсного сигнала накачки будет меняться от импульса к импульсу. Следует отметить, что публикация [38] является первой работой, в которой описана конструкция реально функционирующего ПР и рассмотрены его свойства. Практически, эту работу можно считать начальной точкой по научному исследованию ПР.

В [40] группой авторов была рассмотрена возможность использования нелинейных рассеивателей для маркировки объектов. Предложены две конструкции маркеров – пассивных нелинейных рассеивателей. Экспериментально исследованы некоторые их характеристики. Впервые предложены конструкции нелинейных рассеивателей в виде четырехполосника, имеющего гальванические не связанные, приемную и передающую антенны. Показана возможность их независимой настройки.

В работе [39] рассмотрены вопросы построения пассивного нелинейного рассеивателя - маркера, генерирующего субгармоники воздействующих на него электромагнитных волн. Приведены результаты экспериментальных исследований различных рассеивателей, дана оценка сравнительной эффективности субгармонического и гармонического нелинейных рассеивателей.

Здесь же впервые экспериментально исследованы свойства субгармонических параметрических рассеивателей: дипольных ПР, нагруженных на одноконтурный субгармонический параметрический генератор, дипольных ПР, нагруженных на одноконтурный субгармонический параметрический генератор с цепью автосмещения, и дипольного ПР, нагруженного на генератор из двух одинаковых контуров.

В [41] рассмотрено формирование зондирующего сигнала с учетом амплитудных и фазовых свойств ПР. Предложено использовать зондирующий сигнал в виде импульсной последовательности радиоимпульсов, амплитуда импульсов в которой изменяется от импульса к импульсу по пилообразному

закону, и последовательности радиоимпульсов на частоте параметрической генерации, задающих начальные фазы импульсов ответного сигнала.

Для учета фазовых свойств ПР в [41] предлагается ввести в состав запросного сигнала синхронизирующий сигнал, отмечено, что данный сигнал будет когерентной помехой в приемнике ОС. С целью компенсации синхронизирующего сигнала в приемнике ответного сигнала, настроенного на оптимальный прием радиоимпульса ОС с большой длительностью, использовать синхросигнал в виде двух, следующих друг за другом противофазных радиоимпульсов. Утверждается, что данные радиоимпульсы взаимокompенсируются на выходе оптимального фильтра приемника ОС. Данное утверждение не совсем корректно, так как не происходит полной компенсации, а только ослабление синхронизирующих радиоимпульсов, которые останутся когерентной помехой для приемника ОС.

В [42] обсуждаются вопросы выбора параметров запросного сигнала (ЗС) при поиске ПР. Учитывается пороговый характер возбуждения таких рассеивателей. Рассмотрена задача формирования ЗС, максимизирующего дальность работы поисковой установки (при заданной мощности) с учетом времени переходных процессов в ПР, приведены результаты эксперимента. Для учета фазовых свойств ПР предлагается ввести в состав запросного сигнала синхронизирующий сигнал. В то же время в [42] не отмечено, что данный сигнал будет когерентной помехой в приемнике ответного сигнала и не выполнен соответствующий анализ проблемы, что существенно снижает практическую ценность статьи.

В публикации [43] проведено экспериментальное исследование системы субгармонических рассеивателей как рецепторов локальных возмущений электромагнитного поля.

Для этого используется свойство порогового возмущения параметрических (субгармонических) рассеивателей. Действительно, если изменение уровня поля, например из-за перемещения человека будет происходить в области близкой к области возбуждения ПР, то будут наблюдаться сильные эффекты изменения

уровня ОС, однако, этот диапазон мал и если изменение произойдет в области насыщения, то полезный эффект наблюдаться не будет.

Опубликован ряд работ в которых предлагается использовать ПР для обозначения фарватеров. В публикации [44] рассмотрены возможности применения простейших рассеивателей, представляющих собой полуволновые вибраторы или круговые рамки с нелинейной нагрузкой для маркировки объектов, расположенных вблизи границы раздела воздух-вода; показаны особенности работы различных пассивных нелинейных маркеров-ответчиков, способных преобразовывать спектр падающего на них зондирующего сигнала. Предложено использовать ПР для обозначения фарватеров. Экспериментально показано, что зафиксированная дальность обнаружения параметрического рассеивателя, расположенного на высоте 2 м над водой, от 500м до 1 км.

В еще одной работе по данной тематике [45], исследовано влияние поверхности акватории на находящейся на ней субгармонический рассеиватель электромагнитных волн. Рассмотрены возможности использования ПР для оценки загрязненности поверхности акватории нефтепродуктами. Показано, что помещение дипольных параметрических рассеивателей в среды с разной диэлектрической проницаемостью приводит к изменению уровня ответного сигнала. В работе не приведено количественных оценок предложенного метода измерения, что вызывает вопросы в реализуемости данного предложения.

В патенте [46] предлагалось использовать пассивные ПР для маркировки индивидуальных средств спасения терпящих бедствие на воде (спасательных жилетов). Для этого предложена конструкция ПР, у которого индуктивность выполнена в виде закрытого или полужакрытого резонатора. Такая конструкция ПР позволяет, применив полосковую или рефлекторную антенну, устранить влияние тела человека на процесс рассеяния ОС.

В статье [45], наоборот, предложено использовать открытость параметрического контура ПР для оценки электрических параметров внешней среды. Решалась задача оценки толщины нефтяной пленки на поверхности воды

по параметрам нелинейного рассеяния от плавающего на поверхности пассивного ПР.

В статье [47] 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 размещенного на нем, что может быть использовано при спасательных работах.

В статье [48] рассматривается возможность использования ПР для разметки фарватеров. В данной статье отмечается возможность использования судовой радиостанции для решения указанной задачи.

Рассмотренные примеры и достаточно большое количество публикаций по применению пассивных ПР определяют необходимость более глубокого исследования процессов преобразования сигналов в таких устройствах.

В [48] и [34] рассмотрены возможности использования нелинейных рассеивателей для обозначения фарватеров или путей следования и обсуждаются возможности применения нелинейных рассеивателей - маркеров при проектировании систем, повышающих безопасность водного судоходства.

В публикациях [35], [49], [16], [50], [51] рассмотрена возможность использования ПР в виде решеток в качестве пассивных маркеров-ответчиков для маркировки бакенов и разметки фарватеров. Предлагается использовать ПР, которые не требуют собственных источников питания. Для обеспечения поиска и обнаружения навигационных отметок при плохой видимости использовать дополнительное размещение на бакенах ПР, а их местоположение определять на основе радиопеленгации.

В публикации [35] для увеличения дальности обнаружения ПР предлагается использовать когерентное накопление ОС в приемнике поискового устройства и увеличение его интенсивности путем создания систем из ПР, не имеющих глубоких нулей в диаграммах обратного нелинейного рассеяния. Приведены численные оценки выигрыша, получаемого при использовании предложенных методов. Представлены расчеты для дальности обнаружения ПР в виде круговых

решеток (цилиндрических), располагающихся на бакенах, показано, что достижимая дальность обнаружения более 2 км.

В работе [49], этих же авторов, рассмотрена возможность использования решеток из субгармонических рассеивателей в качестве пассивных маркеров-ответчиков для маркировки бакенов и разметки фарватеров.

Показано, что для этого необходимо увеличить рабочую дальность имеющихся систем обнаружения НР, по крайней мере, на порядок. Для увеличения дальности предложены методы когерентного накопления ОС в системах обнаружения субгармонических рассеивателей и формирования стабильной диаграммы обратного нелинейного рассеивания от решетки из субгармонических рассеивателей. Показано, что может быть сформирована круговая решетка из субгармонических рассеивателей с неравномерностью круговой диаграммы обратного нелинейного рассеяния в несколько дБ.

Предложено для одной и той же системы ПР использовать поочередно два метода синхронизации: на основе использования внешнего синхронизирующего сигнала и возбуждения лидирующего ПР, синхронизирующего остальные.

В [52] предложено использовать в качестве одного из методов синхронизации ансамбля ПР метод «нелинейной» синхронизации, по которому источником синхросигнала является нелинейный рассеиватель, этот нелинейный рассеиватель должен облучаться сигналом на частоте равной 0,25 частоты СН так, чтобы вторая гармоника этого сигнала выступила синхронизирующим сигналом.

В работе [53] рассмотрены возможности использования полуволновых субгармонических рассеивателей, работающих в режиме автомодуляции в качестве маркеров объектов. Показано, что нагрузка рассеивателей в виде параметрического возбуждаемого колебательного контура может обеспечивать модуляцию эффективного поперечника рассеяния вибратора на частоте зондирующего сигнала и создавать индивидуальный признак объекта, что позволяет использовать рассеиватель для обнаружения и идентификации объектов. Предлагается использовать ПР с разной частотой автомодуляции в

качестве идентифицирующих маркеров. Из-за того, что данная технология аналоговая, набор таких идентификаторов ограничен.

В статье [47] приведены данные о влиянии тела человека на порог возбуждения некоторых типов простейших маркеров – субгармонических рассеивателей электромагнитных волн. Рассмотрены возможности повышения информативности отклика маркера на зондирующий сигнал при поисковых работах, предлагается размещать ПР на одежде человека, используя дипольные субгармонические рассеиватели. При этом рефлектором выступает тело человека. В результате движения человека приводят к амплитудной модуляции в ответном сигнале.

В [54] рассмотрены возможности повышения стабильности параметров отклика субгармонических рассеивателей на зондирующий сигнал, облегчающие их различение. Приведены результаты экспериментальных исследований.

В [55] исследована возможность использования субгармонического рассеивателя электромагнитных волн в двухчастотном режиме образования нелинейных продуктов при монохроматическом зондирующем сигнале. Предлагается использовать ПР в комбинационных режимах под которым авторы понимают одновременное протекание двух нелинейных процессов, а именно, появление искажения на зондирующем сигнале, генерация гармоник в результате этого искажения и параметрическая генерация. В результате возможно появление комбинационных нелинейных продуктов (в частности на половинной частоте сигнала накачки). Данные эффекты наблюдаются при достаточно больших уровнях зондирующего сигнала, которые трудно реализовать при обнаружении маркеров на больших расстояниях (сотни метров).

В [56] приводятся результаты математического моделирования нелинейного радиомаркера на основе колебательного контура с варикапом (первая работа, где представлена математическая модель). Проведен анализ эффективности радиомаркера в типовых условиях его применения. Рассматривается процесс появления гармоник или комбинационных продуктов в нелинейном рассеивателе. При этом предполагается, что механизм образования гармоник связан с

искажением зондирующего сигнала за счет нелинейности ВАХ и вольтфарадной характеристики.

В публикации [57] представлены результаты исследований амплитудных и частотных свойств субгармонических рассеивателей в диапазоне изменений частоты зондирующего сигнала от 450 до 750 МГц. По сравнению с известным полуволновым (на частоте зондирующего сигнала) дипольным субгармоническим рассеивателем, нагрузкой которого является параметрический контур, состоящий из диода и параллельного ему проволочного резонатора, предложены новые типы субгармонических рассеивателей: рамочный с длиной рамки равной длине волны зондирующего сигнала с тем же параметрическим контуром; с контуром, образованным резонатором в виде отрезка коаксиального кабеля, нагруженным на диод; дипольный с нагрузкой в виде двух последовательно включенных параметрических контуров. Обнаружен переход из режима генерации субгармоники в режим генерации широкополосного шумового сигнала при высокой плотности потока мощности зондирующего сигнала. Получены полезные с точки зрения практического применения данные о зависимости полосы и порога возбуждения генерации от температуры окружающей среды. Показано, что двухгенераторный дипольный ПР обладает более широкой полосой ответного сигнала. Исследована температурная зависимость ширины полосы генерации ответного сигнала. Показано, что уменьшение температуры приводит к уменьшению полосы возбуждения, при этом центральная частота полосы практически не меняется.

В патенте [58] предложен групповой ПР в виде группы размещенных определенным образом ПР, при этом один или несколько ПР в группе ПР отличаются от остальных тем, что интенсивность волны сигнала накачки, необходимая для их возбуждения, меньше, чем для остальных ПР из данной группы. Для увеличения уровня ОС предложено формировать системы из ПР в виде цилиндрических решеток с лидирующим ПР, расположенном в центре. Эффект устранения нулей из суммарной диаграммы обратного нелинейного рассеивания достигается за счет применения двух механизмов синхронизации.

В [59] на основе рассмотрения предложенной феноменологической модели простого нелинейного рассеивателя показано, что для описания его амплитудно-пространственных свойств ОС необходимо определить зависимости: амплитудную характеристику и нормированные диаграммы направленности принимающей и излучающей антенн нелинейного рассеивателя. Эти характеристики могут быть получены экспериментально или теоретически рассчитаны, однако, методика расчета не представлена.

В целях маркировки объектов в [60] рассмотрены возможные пути создания отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей. Приведено описание их амплитудных и пространственных свойств. Описаны два типа отражательных решеток из нелинейных рассеивателей. Показано, что отражательные решетки из параметрических рассеивателей могут формировать стабильную диаграмму обратного нелинейного рассеяния при обеспечении синхронизации отклика их элементов, описаны возможные механизмы синхронизации. Рассмотрены возможные пути создания отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей. Показано, что нелинейные отражательные решетки могут строиться либо, как совокупность независимых НР или ПР, либо, как НР или ПР у которого приемная и передающая антенны строятся как решетки. При этом решетки из ПР первого типа могут функционировать при условии синхронизации. Показано, что для одной и той же системы ПР могут использоваться два метода синхронизации - на основе использования внешнего синхронизирующего сигнала и на основе возбуждения лидирующего ПР, синхронизирующего все остальные.

В патенте [61] предложен вид запросного сигнала, позволяющего формировать в ПР ответные сигналы в виде последовательности радиоимпульсов и парных серий последовательностей радиоимпульсов, фазы которых от импульса к импульсу меняются по определенному закону. Для этого в ЗС вводится синхронизирующий сигнал в виде двух следующих друг за другом противофазных коротких радиоимпульсов с частотой ОС. Возбуждение ОС то от первого, то от второго синхронизирующих радиоимпульсов позволяет изменять

фазу радиоимпульсов ОС по закону, отличному от закона изменения фазы синхронизирующего сигнала, что позволяет организовать когерентное накопление ОС в приемнике и ослабить (скомпенсировать помеховое влияние ответного сигнала).

В работе [62] исследуется возможность применения ПР для задач обнаружения маркированных объектов на больших расстояниях. Для этого необходимо учесть амплитудные и фазовые свойства ПР и повысить чувствительность приемного устройства при помощи когерентного накопления. Рассмотрены методы компенсации последовательности синхронизирующего сигнала при когерентном накоплении ОС. Показано, что когерентное накопление ОС от систем из ПР возможно только при условии синхронизации, то есть, введения в ЗС кроме СН еще и синхронизирующего сигнала. Предложены различные методы синхронизации и компенсации синхронизирующего сигнала на входе приемника ОС.

В [63] предложен способ формирования синхронизирующего сигнала на частоте ОС путем нелинейного преобразования двух вспомогательных сигналов на нелинейных элементах ПР или нелинейного преобразования СН и одного вспомогательного сигнала. Отмечается, что данные вспомогательные сигналы не являются когерентной помехой для ответного сигнала, однако, могут создавать нелинейные помехи на случайных нелинейных рассеивателях. Предложен метод компенсации таких нелинейных помех.

В патенте [64] предложен субгармонический дипольный параметрический рассеиватель с цепью автомодуляции, у которого сопротивление цепи автомодуляции зависит от одного из параметров внешней среды. Предлагается использовать такой ПР для дистанционного измерения параметров внешней среды на основе измерения частоты автомодуляции.

Изобретения [65], [66], [67] относятся к способам обнаружения пассивных маркеров-ответчиков. При обнаружении двухконтурных параметрических рассеивателей с частотами параметрического возбуждения f_1 и f_2 , для реализации когерентного накопления в приемнике излучается зондирующий сигнал,

состоящий из последовательности радиоимпульсов сигнала накачки на частоте $f=f_2+f_1$ и бинарной закодированной по определенному закону последовательности радиоимпульсов синхронизирующего сигнала на частоте f_2 , а принимается закодированная по тому же определенному закону бинарная последовательность радиоимпульсов на частоте f_1 , причем противоположным символам бинарной последовательности соответствуют импульсы, имеющие противоположные текущие фазы. При воздействии излучаемых радиоимпульсов на помеховые нелинейные рассеиватели могут появиться комбинационные нелинейные помехи на частоте принимаемого сигнала f_1 . Для компенсации этой помехи вслед за синхронизирующим радиоимпульсом на той же частоте излучается компенсирующий радиоимпульс с длительностью, равной времени перекрытия синхронизирующего радиоимпульса и радиоимпульса накачки. Публикация не содержит сведений о практической реализации предложенного технического решения.

Сущность предложенного в [66] способа заключается в том, что излучается зондирующий сигнал, состоящий из последовательности пар связанных пачек радиоимпульсов сигнала накачки, мгновенная частота которых изменяется по определенному закону, и последовательности пар связанных пачек сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов, один из которых синхронизирует фазу ОС в момент возбуждения, для чего передний фронт радиоимпульса СН излучается в один из моментов времени излучения этого синхронизирующего радиоимпульса. Указанный зондирующий сигнал обеспечивает рассеяние в процессе параметрической генерации от широкополосного ПР последовательностей широкополосных ОС, с мгновенной частотой, вдвое меньшей, чем мгновенная частота радиоимпульсов СН, которые в приемном устройстве могут быть сжаты до существенно более коротких, при этом есть возможность когерентного накопления принятого ОС, а вспомогательные радиоимпульсы не накапливаются и компенсируются, для чего обеспечиваются условия, при которых пары вспомогательных радиоимпульсов кодируются по альтернативному закону кодирования. Этот закон предполагает наименьший уровень когерентного

сложения принимаемых сигналов в приемнике, уже настроенном на прием сигнала по выбранному закону кодирования. Технически возможность излучать вспомогательные радиоимпульсы, закодированные в соответствии с альтернативным законом кодирования, и при этом формировать радиоимпульсы ОС в соответствии с выбранным законом кодирования осуществляется за счет того, что синхронизирующим является то первый, то второй из сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов, соответственно мгновенные частоты, на которых происходит синхронизация, различны для первого и второго синхроимпульсов, различными могут быть и их длительности. Компенсация вспомогательных радиоимпульсов осуществляется за счет того, что каждая из связанных последовательностей в парах содержит синхронные одинаковые и противофазные импульсы, кроме того, вспомогательные импульсы в паре противофазны и должны компенсироваться при сжатии в приемнике. Этим достигается повышение точности определения местоположения объекта поиска и увеличение дальности действия системы поиска.

Предлагается использовать ЛЧМ сигнал в качестве сигнала накачки в системах для обнаружения параметрических рассеивателей. Предложенный метод компенсации синхронизирующего сигнала в приемнике, на наш взгляд нуждается в проверке возможности практической реализации.

В [67] для применения когерентного накопления при обнаружении ПР, одновременно с радиоимпульсами накачки, на частоте субгармоники радиоимпульсов накачки излучается пара коротких вспомогательных, следующих друг за другом, радиоимпульсов с одинаковой формой и противоположными фазами. Один из радиоимпульсов пары является синхронизирующим, для этого он должен излучаться так, чтобы на его протяжении был излучен радиоимпульс накачки. Однако, если при параметрическом возбуждении ОС в параметрическом рассеивателе фаза синхронизирующего сигнала будет отличаться на величину $\pi/2$ от фаз возможных сигналов, которые могут появиться в результате параметрической генерации, синхронизации не будет. Для исключения пропуска цели в результате данного явления, предлагается последовательность

радиоимпульсов сигнала накачки излучать сериями, отличающимися по фазе на π . При этом, если для одной серии радиоимпульсов сигнала накачки создадутся условия при которых синхронизация будет отсутствовать, то для следующей серии синхронизация обязательно будет присутствовать, что и обеспечивает когерентное накопление ответного сигнала в приемнике.

Для ЗС, состоящего из СН и синхронизирующего сигнала из-за несовпадений частот могут несколько отличаться набег фаз на пути до ПР. При определенном соотношении этих фаз может исчезнуть возможность синхронизации. Для устранения этого нежелательного явления предлагается излучать синхронизирующий сигнал с разными начальными фазами.

Изобретение [68] относится к пассивным маркерам-ответчикам, которые могут быть использованы в поисковой системе обнаружения жертв кораблекрушений. Двухконтурный ПР содержит антенну, нагруженную на нелинейный элемент в виде двухчастотного ПГ, состоящего из нелинейной емкости и параллельно подключенных к ней двух соединенных последовательно колебательных контуров, настроенных на разные частоты, сумма или разность которых равна частоте зондирующего сигнала, а также вторую антенну, подключенную параллельно одному из двух контуров и настроенную на частоту этого контура, являющуюся частотой ОС двухконтурного ПР, а первая антенна настроена на частоту зондирующего сигнала, при этом первая и вторая антенны, а также индуктивности электрических контуров выполнены по полосковой технологии на единой подложке с подключением емкостных элементов электрических контуров методом навесного монтажа. Повышение эффективности работы двухконтурного ПР обеспечивается за счет лучшего согласования нелинейного элемента и антенной системы.

В [69] предложена конструкция субгармонического ПР в виде четырехполюсника, предполагающего гальваническую развязку приемной и излучающей антенн, нагруженных на четыре ПГ в виде моста.

Изобретение, описанное в [70], относится к способам обнаружения пассивных маркеров-ответчиков. Для применения когерентного накопления при

обнаружении одноконтурных параметрических рассеивателей (ОПР) одновременно с излучением на частоте f радиоимпульсов накачки излучается синхронизирующий сигнал. При обнаружении ОПР с собственной частотой параметрического возбуждения $0,5 f$ синхронизирующий радиоимпульс излучается на частоте $0,25 f$. Синхронизация ОС осуществляется сигналом с частотой $0,5 f$, который является спектральной компонентой на частоте второй гармоники при нелинейном преобразовании синхронизирующего радиоимпульса на нелинейном элементе, входящем в состав параметрического рассеивателя, а фазы высокочастотного заполнения синхронизирующих радиоимпульсов для альтернативных бинарных символов выбранного бинарного закона кодирования отличаются на $\pi/2$. Синхронизирующий радиоимпульс излучается одновременно или несколько раньше радиоимпульса накачки. При воздействии этих радиоимпульсов на помеховые нелинейные рассеиватели могут появиться нелинейных помехи на частоте принимаемого сигнала $0,5 f$. Для компенсации этих помех ранее или вслед за синхронизирующим радиоимпульсом на той же частоте излучается дополнительный радиоимпульс с длительностью равной времени синхронизирующего радиоимпульса и фазой, отличающейся на $\pi/2$.

Для ЗС, состоящего из СН и синхронизирующего сигнала, из-за различий частот могут несколько отличаться набег фаз на пути до параметрического рассеивателя. При определенном соотношении этих фаз может исчезнуть возможность синхронизации. Для устранения этого нежелательного явления предлагается излучать синхронизирующий сигнал с разными начальными фазами.

В патенте [71] предложена конструкция субгармонического параметрического рассеивателя в виде четырехполюсника, предполагающего исполнение приемной и излучающей антенн в виде полосковых конструкций на единой подложке.

Изобретение, описанное в [72], относится к поисковым устройствам и предназначено для обнаружения объектов на основе приема сигналов, появляющихся в результате вторичного переизлучения с изменением спектра зондирующего сигнала. Так может быть обеспечена возможность обнаружения

устройств, имеющих в своем составе узкополосные нелинейные объекты. Для этого обнаружитель содержит два генератора, излучающие зондирующие сигналы на близких частотах f_1 и f_2 , и приемник с приемной антенной, принимающий сигналы в диапазоне частот, близких к частотам f_1 и f_2 . Для устранения нелинейных помех комбинационного типа и помех, связанных с блокирующими эффектами, антенны зондирующих сигналов дополнительно содержат ферритовые вентили. А между приемником и вторым генератором зондирующего сигнала устанавливается компенсатор второго зондирующего сигнала на входе приемника, состоящий из двух направленных ответвителей, переменного аттенюатора и переменного фазовращателя. Решение об обнаружении объекта, содержащего нелинейные элементы, принимается, если на входе приемника зафиксирована комбинационная составляющая на частоте $2f_1 - f_2$ или $2f_2 - f_1$. В другом режиме решение принимается, если приемником зафиксировано появление на частоте f_1 сигнала, модулированного с частотой F , при этом с частотой F модулируется зондирующий сигнал на частоте f_2 .

Для реализации нелинейного способа формирования синхронизирующего сигнала предлагается в конструкцию ПР ввести специальный НР.

1.1.2. Перспективные задачи в области исследования параметрических рассеивателей

Анализ вышеприведенных публикаций показал, что:

- 1) Отсутствуют, как аналитические, так и расчетно-математические, ориентированные на проведение машинного эксперимента, модели параметрических рассеивателей. Наблюдаемые свойства параметрических рассеивателей интерпретируются исключительно на основе хорошо изученных свойств параметрических генераторов;
- 2) Попытки анализа параметрических рассеивателей при помощи их эквивалентных схем не привели к удовлетворительным результатам. В отдельных работах эквивалентные схемы приводятся, но не анализируются;

- 3) Представленные в публикациях эквивалентные схемы параметрических рассеивателей не позволяют учитывать их частотные свойства из-за представления антенн в виде активного сопротивления;
- 4) Все апробированные на практике конструкции параметрических рассеивателей являются двухполюсниками, нагруженными на параметрический контур, в качестве сигнала накачки используются узкополосные сигналы;
- 5) Для формирования ответного сигнала в виде когерентной последовательности, которую можно накапливать в приемнике поисковой установки, в запросном сигнале должен содержаться, кроме сигнала накачки, синхронизирующий сигнал на частоте ответного сигнала, являющийся когерентной помехой приему;
- 6) Оптимальный прием ответных сигналов от параметрических рассеивателей заключается в накоплении когерентной последовательности радиоимпульсов ответного сигнала и одновременной компенсации когерентной помеховой последовательности радиоимпульсов синхронизирующего сигнала. Такая задача решена и апробирована на основе аналитических расчетов для ЗС в виде узкополосных радиоимпульсов;
- 7) Существуют технические решения, защищенные патентами Российской Федерации, в которых предложены не апробированные конструкции параметрических рассеивателей – четырехполюсников и предложено использование сигнала накачки и ответного сигнала в виде ЛЧМ радиоимпульсов.

Таким образом, анализ существующих публикаций позволяет сформулировать перспективные направления исследований по повышению эффективности систем радиомаркировки, использующих параметрические рассеиватели, основными из которых являются апробация новых конструкций параметрических рассеивателей на основе натурных экспериментов и математического моделирования, и исследование возможности применения в качестве сигнала накачки ЛЧМ радиоимпульсов.

1.2. Методика моделирования реакции параметрического рассеивателя на внешнее воздействие запросным сигналом

1.2.1. Процессная модель параметрического рассеивателя

В данном подразделе приводятся результаты, известные по публикациям [18], [34], [47], на которые автор опирается в дальнейших исследованиях. Описан подход к анализу эквивалентной схемы параметрического рассеивателя. Предложена методика математического моделирования параметрических рассеивателей.

Пространственные, поляризационные, частотные, амплитудные и фазовые свойства ПР на основе процессной модели достаточно подробно рассмотрены в [59].

В ПР происходят следующие процессы: СН принимается приемной антенной СН, затем канализируется от приемной антенны к ПГ по тракту СН, в ПГ происходит преобразование СН в ОС, после чего ОС канализируется по тракту ОС к антенне, изучающей ОС. Структурная схема указанной процессной модели представлена на рис.1.2 и представляет собой указанные выше последовательно-включенные элементы.

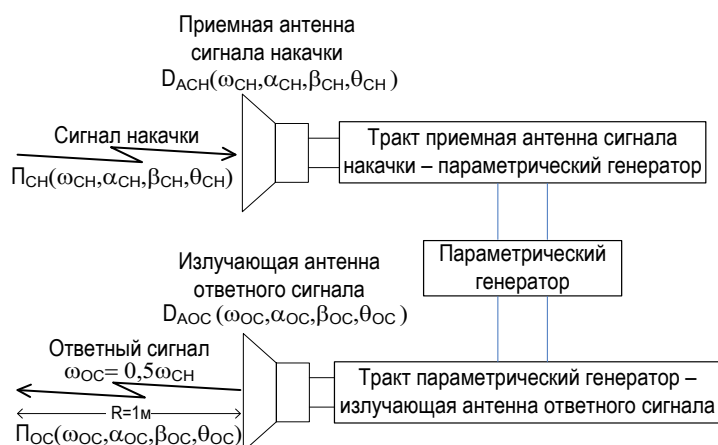


Рис. 1.2 Процессная модель параметрического рассеивателя

Задача анализа свойств ПР заключается в определении связи параметров волны обучающего сигнала накачки с параметрами волны переизлучаемого ОС.

Для простоты анализа будем считать, что антенна, принимающая СН, и антенна, излучающая ОС, линейно-поляризованные, а СН и ОС представляют собой непрерывные синусоидальные колебания. Тогда, в электромагнитной волне СН, облучающей ПР, следует рассматривать только поляризационную компоненту соответствующую поляризации антенны, принимающей СН. Электромагнитная волна ОС переизлучается линейно-поляризованной, угол наклона плоскости поляризации определяется положением антенны, излучающей ОС. Это позволяет характеризовать параметры волны СН частотой $\omega_{\text{СН}}$, азимутальным направлением $\alpha_{\text{СН}}$, углом места $\beta_{\text{СН}}$, углом наклона плоскости поляризации $\theta_{\text{ИС}}$ и интенсивностью $\Pi_{\text{СН}}$. Аналогично параметры волны ОС характеризуются частотой $\omega_{\text{ОС}}$, азимутальным направлением $\alpha_{\text{ОС}}$, углом места $\beta_{\text{ОС}}$, углом наклона плоскости поляризации $\theta_{\text{ИС}}$ и интенсивностью $\Pi_{\text{ОС}}$. Величину $\Pi_{\text{ОС}}$ нужно характеризовать в определенной точке пространства, для простоты и дальнейшего удобства будем считать, что $\Pi_{\text{ОС}}$ определяется для расстояния, равного 1 метр от ПР.

В [59], [73] определены характеристики, описывающие амплитудные, поляризационные и пространственные свойства ПР. Прежде всего это величина, связывающая входное воздействие на ПР, то есть величину $\Pi_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}, \beta_{\text{СН}}, \theta_{\text{СН}})$, и его реакцию на указанное воздействие в виде ответного сигнала - $\Pi_{\text{ОС}}(\omega_{\text{ОС}}, \alpha_{\text{ОС}}, \beta_{\text{ОС}}, \theta_{\text{ОС}})$. В литературе функция, связывающая указанные величины, получила название амплитудной характеристики (АХ). В [48] она введена для нелинейных рассеивателей без учета поляризационно-пространственных параметров:

$$\Pi_{\text{ОС}} = \mathbf{F}(\Pi_{\text{СН}}). \quad (1.1)$$

Амплитудная характеристика (1.1) определяется (измеряется или рассчитывается) для некоторых фиксированных углов $\alpha_{\text{СН}}^*$, $\beta_{\text{СН}}^*$, $\theta_{\text{СН}}^*$, $\alpha_{\text{РС}}^*$, $\beta_{\text{РС}}^*$, $\theta_{\text{РС}}^*$:

$$\Pi_{\text{ОС}}(\omega_{\text{ОС}}, \alpha_{\text{ОС}}^*, \beta_{\text{ОС}}^*, \theta_{\text{ОС}}^*) = \mathbf{F}(\Pi_{\text{СН}}(\omega_{\text{СН}}, \alpha_{\text{СН}}^*, \beta_{\text{СН}}^*, \theta_{\text{СН}}^*)).$$

Будем считать, что $\alpha_{\text{CH}}^* = \beta_{\text{CH}}^* = \theta_{\text{CH}}^* = \alpha_{\text{PC}}^* = \beta_{\text{PC}}^* = \theta_{\text{PC}}^* = 0$. То есть, значения α_{CH} , β_{CH} , θ_{CH} , α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} отсчитываются от некоторых фиксированных значений при которых была первоначально определена амплитудная характеристика.

Зафиксируем все значения параметров волны СН и ориентацию ПР. Изменим один из углов α_{OC} , β_{OC} , θ_{OC} . Для этого необходимо выполнить соответствующие изменения параметров волны ОС. Например, изменение θ_{OC} соответствует изменению на тот же угол θ_{OC} поляризации линейно-поляризованной антенны измерительной установки, изменение α_{OC} соответствует тому, что мы определяем интенсивность волны ОС в другом азимутальном направлении и т.д. В результате будет получена зависимость:

$$D_{\text{OC}} = D_{\text{OC}}(\alpha_{\text{OC}}, \beta_{\text{OC}}, \theta_{\text{OC}}).$$

Изменим один из углов α_{CH} , β_{CH} , θ_{CH} при прочих фиксированных. Для этого необходимо изменить направление или поляризацию волны СН. Уровень ОС изменится. Для того, чтобы уровень принимаемого сигнала вернулся к прежней величине, изменим мощность СН в D_{CH} раз. Выполняя указанную процедуру последовательно для возможных значений углов α_{CH} , β_{CH} , θ_{CH} получим зависимость:

$$D_{\text{CH}} = D_{\text{CH}}(\alpha_{\text{CH}}, \beta_{\text{CH}}, \theta_{\text{CH}}).$$

В результате (1.1) можно записать как:

$$P_{\text{OC}}(P_{\text{CH}}, \alpha_{\text{CH}}, \beta_{\text{CH}}, \theta_{\text{CH}}, \alpha_{\text{OC}}, \beta_{\text{OC}}, \theta_{\text{OC}}) = D_{\text{OC}}(\alpha_{\text{OC}}, \beta_{\text{OC}}, \theta_{\text{OC}}) F(P_{\text{CH}} D_{\text{CH}}(\alpha_{\text{CH}}, \beta_{\text{CH}}, \theta_{\text{CH}})). \quad (1.2)$$

Выражение (1.2) является уравнением, характеризующим пространственно-амплитудные свойства ПР и является его обобщенной диаграммой обратного нелинейного рассеяния. Зависимости D_{CH} и D_{OC} по способу введения есть не что иное, как диаграммы направленности по мощности, нормированные к их величинам при фиксированных углах $\alpha_{\text{CH}}^*, \beta_{\text{CH}}^*, \theta_{\text{CH}}^*, \alpha_{\text{PC}}^*, \beta_{\text{PC}}^*, \theta_{\text{PC}}^*$ при которых измерялась амплитудная характеристика. То есть:

$$D_{\text{CH}}(\alpha_{\text{CH}}^*, \beta_{\text{CH}}^*, \theta_{\text{CH}}^*) = 1; D_{\text{PC}}(\alpha_{\text{PC}}^*, \beta_{\text{PC}}^*, \theta_{\text{PC}}^*) = 1.$$

Таким образом, для описания пространственно-амплитудных свойств ПР необходимо определить три характеристики: амплитудную характеристику ($P_{OC} = F(P_{CH})$); нормированную диаграмму приемной антенны ПР на частоте сигнала накачки - D_{CH} ; нормированную диаграмму излучающей антенны ПР на частоте ответного сигнала - D_{OC} .

Задачи нахождения D_{CH} и D_{OC} линейны, для их решения может быть использована хорошо развитая теория расчета линейных антенн. В то же время, для определения D_{CH} и D_{OC} могут быть применены и экспериментальные методы.

АХ для ПР определялась только экспериментально [40], [41]. Прогнозирование и количественный расчет АХ для ПР до настоящего времени не выполнялся. Решение подобной задачи прежде всего требует построения математических моделей ПР. Данные модели могли бы позволить не только получать количественные оценки эксплуатационных характеристик ПР, но и проводить оптимизацию конструкций вновь создаваемых ПР.

Из вышеизложенного следует, что:

- 1) поляризационные и пространственные свойства параметрических рассеивателей, характеризуемые «внешними» характеристиками, такие как диаграмма обратного нелинейного рассеяния и поляризационные диаграммы, хорошо объясняются на основе процессной модели параметрического рассеивателя;
- 2) методика моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей так же должна базироваться на процессной модели параметрического рассеивателя;
- 3) имеются методики анализа параметрических радиоцепей, ориентированные на анализ электрических схем с использованием программных моделирующих комплексов [73];
- 4) требуется создание моделей параметрических рассеивателей, позволяющих рассчитать зависимости, характеризующие их свойства с удовлетворительной точностью совпадающие с наблюдаемыми в натурных экспериментах зависимостями. Улучшение существующих моделей вызвано необходимостью

определить соотношения, позволяющие связать параметры электромагнитных волн запросного и ответного сигнала, используемых в процессной модели с параметрами сигналов, циркулирующих в эквивалентной схеме параметрического рассеивателя.

Таким образом, модернизация методов теоретического описания или моделирования параметрических рассеивателей связана с задачей моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей, которую целесообразно выполнять на основе анализа его эквивалентной схемы с учетом представления параметрического рассеивателя в виде процессной модели.

1.2.2. Методы моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей

В данном подразделе приводятся результаты, опубликованные в [59], [74]. Описан подход объединения процессной модели и результатов анализа эквивалентной схемы ПР. Предложена методика математического моделирования амплитудной характеристики ПР.

1.2.2.1. Связь процессной модели и эквивалентной схемы параметрического рассеивателя

В подразделе 1.2.1 описана процессная модель ПР, позволяющая эффективно описывать взаимодействие ПР с ЗС и внешней средой. При этом внутренние свойства ПР описываются АХ, которая может находиться как экспериментально [74], так и теоретически на основе анализа эквивалентной схемы. Для этого должен быть осуществлен переход от параметров электромагнитных волн ЗС и

ОС, используемых в процессной модели, к параметрам сигналов на частотах ЗС и ОС в эквивалентной схеме [75].

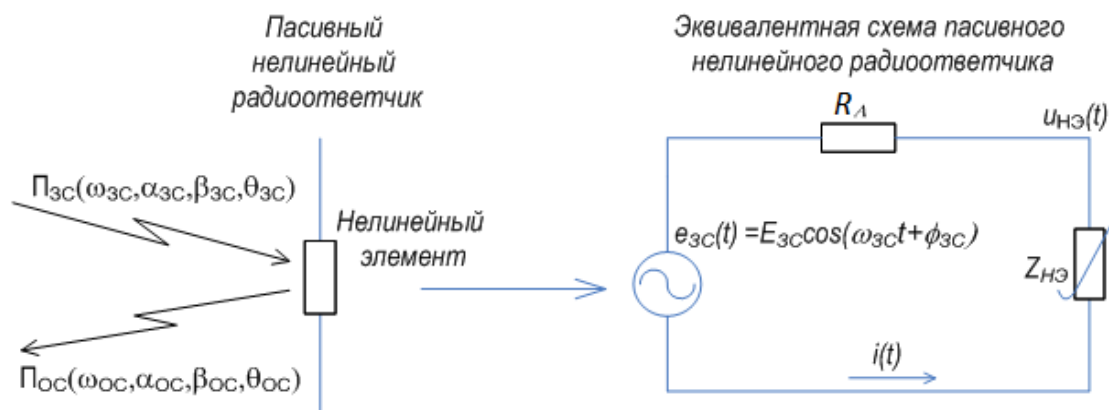


Рис. 1.3. Переход от ПР к его эквивалентной схеме

Переход от процессной модели ПР (рис. 1.2) к его эквивалентной схеме представлен рис. 1.3. и сопряжен с определенными особенностями. Как уже отмечалось, с точки зрения процессной модели необходимо определить АХ, то есть зависимость $\Pi_{ОС} = \Pi_{ОС}(\Pi_{ЗС})$, а анализ эквивалентной схемы предполагает определение амплитудной зависимости $U_{ОС} = U_{ОС}(e_{СН})$ или амплитудной зависимости $I_{ОС} = I_{ОС}(e_{СН})$. Поэтому, для того, чтобы воспользоваться математическим аппаратом, применяемом в нелинейной электротехнике при анализе эквивалентных схем, необходимо определить связь процессной модели и эквивалентной схемы ПР.

Параметры эквивалентной схемы ПР непосредственно связаны с его процессной моделью [75]. Наиболее просто эту связь получить для мощностей СН и ОС. С точки зрения эквивалентной схемы мощность принимаемого сигнала накачки равна:

$$P_{СН} = (E(\omega_{СН}))^2 / (R_A(\omega_{СН}) + R_{ант}).$$

С точки зрения процессной модели:

$$P_{СН} = \Pi_{СН} S_{СН} (1 - \Gamma_{СН}^2), \quad (1.3)$$

где $S_{СН}$ площадь антенны СН, $\Gamma_{СН}$ - коэффициент отражения в тракте сигнала накачки, равный:

$$\Gamma_{СН} = (R_A(\omega_{СН}) - W_{ПК}(\omega_{СН})) / (R_A(\omega_{СН}) + W_{ПК}(\omega_{СН})),$$

где $R_A(\omega_{CH})$ - сопротивление антенны ПР на частоте ω_{CH} , $W_{ПК}(\omega_{CH})$ - сопротивление параметрического контура на частоте ω_{CH} , которое равно:

$$W_{ПК}(\omega_{CH}) = U(\omega_{CH})/I(\omega_{CH}).$$

Частоту ОС и связь величины тока, возникающего в параметрическом контуре на частоте ОС и P_{OC} на расстояние, 1 метр от ПР, можно связать аналогично.

С точки зрения эквивалентной схемы мощность ОС легко определить как:

$$P_{OC} = R_A(\omega_{OC})I^2(\omega_{OC}), \quad (1.4)$$

где $R_A(\omega_{OC})$ - сопротивление антенны ПР на частоте ОС, $I(\omega_{OC})$ - ток в параметрическом контуре на частоте ОС.

С точки зрения процессной модели:

$$P_{OC} = P_{OC}(1 - \Gamma_{OC}^2)G_{OC}/4\pi, \quad (1.5)$$

где Γ_{OC} - коэффициент отражения в тракте ОС.

$$\Gamma_{OC} = (R_A(\omega_{OC}) - W_{ПК}(\omega_{OC})) / (R_A(\omega_{OC}) + W_{ПК}(\omega_{OC}))$$

где $R_A(\omega_{OC})$ - сопротивление антенны ПР на частоте ОС, $W_{ПК}(\omega_{OC})$ - сопротивление параметрического контура на частоте ОС, которое можно определить как:

$$W_{ПК}(\omega_{OC}) = U(\omega_{OC})/I(\omega_{OC}).$$

Таким образом, с точки зрения задачи нахождения АХ при анализе эквивалентной схемы ПР, кроме традиционно определяемой зависимости уровня ОС $U(\omega_{OC})$ от величины ЭДС сигнала накачки $E(\omega_{CH})$, необходимо определить и зависимость $W_{ПК}(\omega_{OC})$ от $E(\omega_{CH})$ и $W_{ПК}(\omega_{OC})$ от $E(\omega_{CH})$.

Следует отметить, что для простейшей схемы ПР, представленной на рис.1.3, для частоты ОС всегда $R_A(\omega_{OC})I(\omega_{OC}) = U(\omega_{OC})$, соответственно, $W_{ПК}(\omega_{OC}) = R_A(\omega_{OC})$, $\Gamma_{OC} = 0$ и выражение (1.5) записывается в виде:

$$P_{OC} = R_A(\omega_{OC})I(\omega_{OC})^2 G_{OC}/4\pi. \quad (1.6)$$

Таким образом, полученные выражения позволяют связывать параметры электромагнитных волн запросного и ответного сигнала с параметрами

эквивалентной схемы ПР, что позволяет корректно рассчитывать амплитудную характеристику ПР.

1.2.2.2. Методика моделирования амплитудной характеристики параметрических рассеивателей

В данном подразделе приводятся результаты, опубликованные автором в [75].

Для апробации новых типов ПР необходима разработка их математических моделей. Теоретического, аналитического анализа или математического моделирования свойств ПР ранее не выполнялось. В то же время, большое количество работ посвящено теоретическому исследованию, моделированию свойств нелинейных параметрических цепей и ПГ [76], [77], [78], [79], [80], [81], [82], [83], [84], [85].

В нашем случае задача разработки математических моделей и методов моделирования ПР сводится к задаче корректной адаптации известных методов моделирования эквивалентных схем различных ПГ (с известной долей учета специфики нелинейного рассеяния от ПР). Такой подход позволяет воспользоваться известными методами и средствами моделирования процессов в нелинейных и параметрических цепях [56], [86].

Параметрические цепи могут быть описаны при помощи системы дифференциальных уравнений (ДУ) n -го порядка. Применительно к параметрическим радиоцепям такая система ДУ строится на основе законов Кирхгофа и представляет собой математическую модель данной цепи. Для любой цепи может быть построено множество моделей в зависимости от выбора определяющих функций, т.е. функций, которые описывают поведение системы и представляют интерес для исследователя.

В большинстве случаев приходится прибегать к численному решению систем ДУ. Это объясняется, с одной стороны, ограниченностью средств

математической физики и, с другой стороны, возможностями современных вычислительных систем и доступностью программных средств, позволяющих проводить серии численных решений, отвечающих различным исходным данным. Массив полученных числовых данных решений ДУ для конкретных граничных и начальных условий позволяет делать те или иные обобщения, заключения, выявлять качественные характеристики и т.п. Данный процесс составляет сущность процесса моделирования.

В настоящем диссертационном исследовании для моделирования использовалась среда проектирования виртуальных приборов LabVIEW. Использование именно этой среды объясняется большими возможностями данной программной среды для моделирования параметрических систем [87]. В частности, математические функции LabVIEW включают в своем составе функции численных методов, которые были использованы для решения дифференциальных уравнений [88].

Опираясь на положения современной теории параметрических цепей [73] выделим основные пункты методики моделирования ПР.

- 1) Первым шагом является переход от структурной схемы объекта к его эквивалентной схеме с учетом соответствующего представления нелинейных элементов. При таком переходе важным является учет частотных свойств антенны и выбор вида аппроксимации вольт - амперной характеристики нелинейного элемента;
- 2) Следующим шагом на основе законов Кирхгофа необходимо составить систему уравнений для эквивалентной схемы ПР;
- 3) Далее, составленная система дифференциальных уравнений приводится к системе неоднородных дифференциальных уравнений первого порядка, которые составляют модель эквивалентной схемы ПР;
- 4) Осуществляется численное моделирование при помощи программной среды National Instruments LabVIEW;
- 5) Помимо параметров самой системы загружаются граничные условия (параметры элементов схемы и коэффициенты аппроксимирующих функций

нелинейных элементов) и зависимости воздействующих сигналов во временном виде;

- 6) Проводится программный цикл;
- 7) Средствами программного моделирующего комплекса (фильтрация, выделение временного участка и т.д.) из временной зависимости результирующего сигнала выделяются искомые значения (параметры) результирующего сигнала;
- 8) Изменяются параметры воздействующих сигналов или граничных условий, повторяется программный цикл;
- 9) На основе нескольких программных циклов строится зависимость сигнальных параметров ОС (ток, напряжение, спектр, временные характеристики и др.) от сигнальных параметров СН (ЭДС, частота, амплитуда и др.);

Для вычисления амплитудной характеристики ПР определяют зависимости $U_{OC} = U_{OC}(e_{CH})$ и $I_{OC} = I_{OC}(e_{CH})$, а так же $R_{HЭ\ CH}(e_{CH})$;

- 10) С помощью соотношений между параметрами величин, используемых в процессной модели и эквивалентной схеме параметрического рассеивателя, находят искомые расчетные характеристики.

В частности, для амплитудной характеристики используют зависимости (1.3) – (1.6).

Представленная методика моделирования амплитудной характеристики ориентирована на использование расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических цепей и представление параметрических рассеивателей в виде процессной модели. Она дополняет представленную выше методику описания амплитудно-пространственных свойств параметрических рассеивателей на основе процессной модели.

1.3. Выводы по главе 1

1) Анализ публикаций по тематике параметрических рассеивателей показал:

- все апробированные к настоящему времени параметрические рассеиватели являются двухполюсниками (диполь или рамка, нагруженные на параметрический контур), в то время как для нелинейных радиоответчиков – нелинейных рассеивателей самой эффективной оказалась конструкция в виде четырехполюсника с мостовым удвоителем в виде нелинейного элемента;
- отсутствуют публикации с описанием, как аналитических моделей, так и расчетно-математических моделей, ориентированных на проведение численного эксперимента, наблюдаемые свойства параметрических рассеивателей интерпретируются исключительно на основе достаточно хорошо изученных свойств параметрических генераторов;
- представленные в публикациях эквивалентные схемы параметрических рассеивателей не описывают частотных свойств антенны, которая представляется активным сопротивлением;
- запросный сигнал должен состоять из сигнала накачки и синхронизирующего сигнала, обеспечивающего формирование ответного сигнала в виде когерентной последовательности радиосигналов;
- апробированный вид запросного сигнала имеет вид когерентной последовательности узкополосных радиоимпульсов сигнала накачки и синхронной последовательности узкополосных радиоимпульсов синхронизирующего сигнала на частоте ответного сигнала, являющейся когерентной помехой приему;
- задача оптимального приема ответных сигналов от параметрических рассеивателей ставится как задача накопления когерентной последовательности радиоимпульсов ответного сигнала и одновременно компенсации когерентной помеховой последовательности радиоимпульсов синхронизирующего сигнала в приемнике;

- задача компенсации синхронизирующего сигнала при обработке одиночного радиоимпульса ответного сигнала не решена (происходит небольшое накопление синхронизирующего сигнала);
- известен патент, где предложен не апробированный способ формирования ответного сигнала в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульса;
- известны патенты, где предложены не апробированные конструкции параметрических рассеивателей – четырехполюсников.

2) Перспективными направлениями исследований, результаты которых могут повысить эффективность систем радиомаркировки, использующих параметрические рассеиватели являются:

- апробация новых конструкции параметрических рассеивателей на основе натурных экспериментов и математического моделирования;
- апробация возможности применения для системы поиска параметрических рассеивателей в качестве сигнала накачки ЛЧМ радиоимпульсов.

Успех в проведении данных исследований связан с необходимостью модернизации методов теоретического описания или моделирования и экспериментального измерения характеристик параметрических рассеивателей.

3) Известны публикации, описывающие процессную модель параметрического рассеивателя. Процессная модель позволяет прогнозировать реакцию параметрического рассеивателя на запросный сигнал, если известны его амплитудная характеристика и нормированные диаграммы приемной и передающей антенн. При этом указанные характеристики могут быть найдены как экспериментальным и так и расчетными методами.

4) Разработана методика моделирования амплитудной характеристики параметрического рассеивателя на основе представления параметрических рассеивателей в виде процессной модели и использования расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических схем.

2. Моделирование параметрических рассеивателей

2.1. Подходы к моделированию параметрических рассеивателей на основе анализа эквивалентных схем.

В данном подразделе представлены материалы анализа результатов известных публикаций, представленных в [89], [73].

Анализ любой системы начинается с составления ее математической модели. Как показано в [73] математических моделей может быть бесконечное множество, в частности, для контура, изображенного на рис.2.1, математическая модель однозначно определяется выбором двух определяющих функций. При традиционном подходе в их качестве применяются заряд конденсатора $q=q(t)$ и потокосцепление индуктивности $\Phi=\Phi(t)$. Можно выбрать в качестве определяющих функций и другие функции процесса, например, напряжение конденсатора $U_c=U_c(t)$ и ток индуктивности $I_L=I_L(t)$. Наконец, определяющие функции процесса можно составить искусственным образом, так что приписать им физический смысл либо трудно, либо невозможно. Это обстоятельство для математического анализа процессов в контуре особой роли не играет. Например, ничто не мешает нам выбрать следующие определяющие функции процесса: $a_1(t)=q(t)/L(t)$, $a_2(t)=\Phi(t)/C(t)$. Четкого физического смысла эти функции процесса не имеют. В виду важности для анализа составления математических моделей приведем три примера их для трех приведенных выше определяющих функций. Число таких примеров может быть предложено неограниченно.

В основу анализа электрических цепей положены: первый закон Кирхгофа для токов в узлах (алгебраическая сумма токов, сходящихся в узле, равна нулю) и второй закон Кирхгофа для напряжений в контурах (алгебраическая сумма напряжений контура равна сумме его Э.Д.С.). Направления токов выбираются произвольно, затем уточняются в процессе анализа. При расчете некоторые точки

получаются со знаком «минус». Это означает, что направление первых были указаны правильно, других - неправильно. При расчетах все будет исправлено. В параметрическом контуре, как правило, направления токов, напряжений, зарядов и др. изменяются во времени. Однако, в фиксированный момент времени они могут быть такими, как показано на рис. 2.1. В состав параметрического контура входит один независимый узел A и один независимый контур (замкнутый путь через элемент) I . Токи обозначены двойными стрелками, напряжения - одинарными. Для контура стрелками обозначено условное положительное направление обхода. Имеем

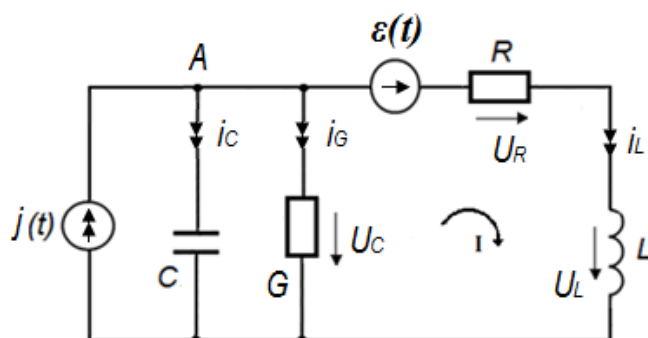


Рис. 2.1. Вариант мгновенных токов и напряжений в фиксированный момент времени.

Первая (классическая) математическая модель. В соответствии с рис. 2.1 составляем систему уравнений Кирхгофа. Получаем базовую систему уравнений (2.1) контура рис. 2.1. Из этой системы можно получить множество примерно равноценных математических моделей.

$$\begin{cases} i_C + i_G + i_L = j(t) : A \\ -u_C + u_R + u_L = \varepsilon(t) : I \end{cases} \quad (2.1)$$

Выбираем в качестве определяющих функции $q(t)$ и $\Phi(t)$, и все слагаемые левых частей системы (2.1) выражаем через эти функции:

$$\begin{cases} i_C = \frac{dq}{dt}, i_G = Gu_C = \frac{G}{C}q, i_L = \frac{1}{L}\Phi \\ u_C = \frac{1}{C}q, u_R = Ri_L = \frac{R}{L}\Phi, u_L = \frac{d\Phi}{dt}. \end{cases} \quad (2.2)$$

Если подставить эти выражения в (2.1), то после упорядочения придем к системе

$$\begin{cases} \frac{dq}{dt} = -\frac{G}{C}q - \frac{1}{L}\Phi + j(t) \\ \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{1}{C}q - \frac{R}{L}\Phi + \varepsilon(t) \end{cases} \quad (2.3)$$

Получилась математическая модель в виде системы двух линейных неоднородных дифференциальных уравнений первого порядка с переменными коэффициентами.

Вторая математическая модель. Определяющие функции - напряжение на емкости $U_C(t)$ и ток индуктивности $I_L(t)$. Имеем

$$\begin{cases} i_C = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt}(Cu_C) = C \frac{du_C}{dt} + \dot{C}u_C, i_G = Gu_G \\ i_R = Ri_L, u_L = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt}(Li_L) = L \frac{di_L}{dt} + \dot{L}i_L \end{cases}$$

Эти выражения подставляем в (2.1) и после упорядочения получаем

$$\begin{cases} \frac{du_C}{dt} = -\frac{G + \dot{C}}{C}u_C - \frac{1}{C}i_L + \frac{1}{C}j(t) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}u_C - \frac{R + \dot{L}}{L}i_L + \frac{1}{L}\varepsilon(t). \end{cases}$$

Имеем вторую математическую модель контура, приведенную, как и первая, к каноническому виду. Здесь и дальше точка сверху означает дифференцирование во времени.

Третья математическая модель. Если же в качестве определяющих взять функции $a_1(t) = q(t)/L(t)$, $a_2(t) = \Phi(t)/C(t)$, то подставляя $q(t)$ и $\Phi(t)$ в уравнения системы (2.3) после несложных преобразований получим

$$\begin{cases} \frac{da_1}{dt} = -\left(\frac{G}{C} + \frac{\dot{L}}{L}\right)a_1 - \frac{C}{L^2}a_2 + \frac{1}{L}j(t) \\ \frac{da_2}{dt} = \frac{L}{C^2}a_1 - \left(\frac{R}{L} + \frac{\dot{C}}{C}\right)a_2 + \frac{1}{C}\varepsilon(t). \end{cases}$$

Следует подчеркнуть, что все примеры построения моделей равнозначны. Для описания эквивалентных схем параметрических рассеивателей удобно воспользоваться первой моделью, поэтому далее для составления систем дифференциальных уравнений, описывающих ПР, мы будем пользоваться первой (классической) моделью.

2.2. Моделирование параметрических рассеивателей -двухполюсников

2.2.1. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на один параметрический генератор

В данном подразделе обсуждаются свойства дипольного ПР, известные по работам [39], [69], [90].

Как отмечалось в первой главе основным свойством ПР является способность переизлучать в пространство сигналы на частоте половинной субгармоники облучающего сигнала. Конструкция известных ПР [69], [39]. очень проста (рис. 2.2) – это антенна в виде полуволнового диполя или волновой рамки, нагруженная на электрический контур, состоящий из индуктивности, в качестве которой может выступать проволоочная дуга, и нелинейной емкости, в качестве которой используется полупроводниковый диод (как правило точечный). При этом у ПР антенна должна быть настроена на частоту облучающего сигнала, а параметрический контур на частоту его половинной субгармоники. Соответственно, облучающий сигнал является сигналом накачки, а ОС появляется в результате возникновения параметрической генерации в колебательном контуре с модулируемой емкостью.



Рис. 2.2. Дипольный параметрический рассеиватель

Экспериментальная апробация ПР [34] для ряда прикладных задач, например маркировки бакенов, показала, что они могут быть обнаружены на расстояниях до 500 метров, что по крайней мере в 2 раза больше наилучших дальностей обнаружения, достигнутых для пассивных радиомаркеров - нелинейных рассеивателей [40].

Экспериментальные исследования ПР [38], [39], [57] показали, что они обладают специфическими амплитудными, частотными и фазовыми свойствами. Фазовые свойства ПР определяются фазовым правилом при нелинейном преобразовании сигналов (преобразования для фазы сигнала такое же, что и для частоты) и свойством ПГ возбуждаться с неопределенностью начальной фазы ОС, равной π [91]. Фаза ответного сигнала φ_{OC} связана с фазой сигнала накачки φ_{CH} как:

$$\varphi_{OC} = \varphi_{CH}/2 + i\pi,$$

где i - бинарная случайная величина, принимающая значения 0 и 1 [38], [91].

На качественном уровне свойства ПР достаточно хорошо объясняются известными свойствами ПГ [91], [92], [93], [94] и пространственно-поляризационными свойствами простейших антенн, однако, на сегодня отсутствуют обоснованные подходы и методики количественного описания прогнозируемых и наблюдаемых свойств ПР.

2.2.2. Математическая модель параметрического рассеивателя на основе анализа его эквивалентной схемы

В данном подразделе представлены результаты моделирования дипольного ПР, опубликованные автором в [75].

В [55] уже приводилось описание эквивалентной схемы одnogенераторного дипольного ПР антенный контур которого представлен в виде волнового сопротивления. Однако, эквивалентное представление антенного контура в таком виде не дает возможности учитывать его частотные свойства, что может иметь большое значение при настройке антенны. Как выяснилось для двухполюсных конструкций это малоэффективно поскольку одна антенна работает на прием и на передачу сигнала, но кардинально меняет дело в случае четырехполюсных конструкций, где приемная и передающие антенны разнесены. Учет частотных свойств осуществляется представлением дипольной антенны последовательным

колебательным контуром, что позволяет лучшим образом настроить приемную и передающую антенны.

Рассмотрим простейший ПР у которого дипольная антенна моделируется последовательным колебательным контуром, что является принципиальным отличием от эквивалентных схем, рассмотренных в известных публикациях. Контур в свою очередь будем характеризовать тремя параметрами: полным активным сопротивлением R_A и реактивными составляющими - емкостной C_A и индуктивной L_A [95], [96]. 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 ОС.

Таким образом, дипольный ПР можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2.3) [75], где R_K — активное сопротивление, учитывающее все потери в параметрическом контуре; $C(u), g(u)$ — нелинейная емкость и нелинейная проводимость полупроводникового диода [97], [98], [99].

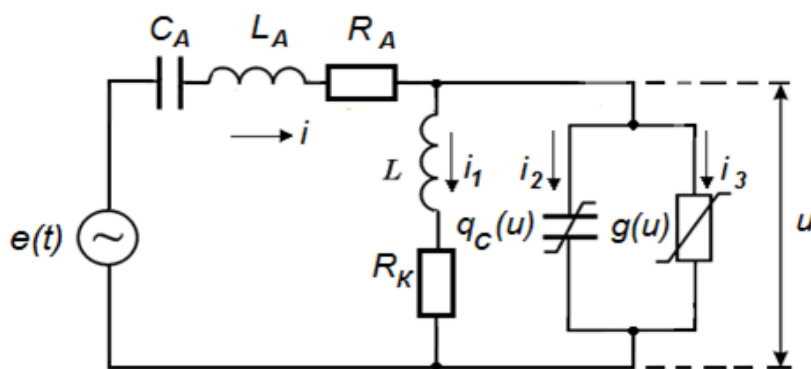


Рис. 2.3. Эквивалентная схема одnogенераторного ПР

Составим дифференциальные уравнения для эквивалентной схемы на рис. 2.3 на основе анализа уравнений в соответствии с законами Кирхгофа [99], [100], [101]. Запишем уравнения Кирхгофа для токов в узлах и напряжений в контурах (обозначения понятны из рис.2.3).

$$\begin{cases} L \frac{di}{dt} + iR_A + \frac{1}{C_A} \int i dt + u = e \\ L \frac{di_1}{dt} + i_1 R_K = U, \\ i = i_1 + i_2 + i_3. \end{cases} \quad (2.4)$$

В соответствии с задачами исследования в качестве определяющих функций выступают питающий ток i , и напряжение на параметрическом контуре u . Система (2.4) является неполной, поскольку не учитывает связь токов i_1 , i_2 , i_3 , протекающих 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 и их производные представляются в виде:

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{dq}{dt} = \frac{d[uC(u)]}{du} \frac{du}{dt}; \quad i_3 = ug(u); \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{d^2q}{dt^2} = \frac{d^2q_c}{du^2} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 + \frac{dq_c}{du} \frac{d^2u}{dt^2} = C_0 \frac{d(uf)}{du} \frac{d^2u}{dt^2} + C_0 \frac{d^2(uf)}{du^2} \left(\frac{du}{dt}\right)^2 = \\ &= \frac{d^2u}{dt^2} C_0 \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n + \left(\frac{du}{dt}\right)^2 C_0 \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n u^{n-1}; \\ \frac{di_3}{dt} &= \frac{di_3}{du} \frac{du}{dt} = \frac{dg(u)u}{du} \frac{du}{dt} = \sum_{n=0}^N (n+1) g_n u^n \frac{du}{dt}; \end{aligned}$$

Тогда, выражая i_1 через i , i_2 , и i_3 в уравнениях (2.4), получим систему двух дифференциальных уравнений, представляющих собой математическую модель дипольного ПР (рис.2.3).

$$\begin{cases} L_A \frac{d^2i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{du}{dt} \\ \left(\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left[\frac{dg(u)u}{du} \frac{du}{dt} + \frac{R_K}{L} \right] + \left(\frac{du}{dt}\right)^2 \frac{d^2[uC(u)]}{du^2} + \frac{1}{L} \left[\frac{u(R_K g(u) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + i R_K\right)}{\frac{d[uC(u)]}{du}} \right] \right) = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Дальнейшая конкретизация связана с определением вида функций $C(u)$ и $g(u)$, и возможности их выражения через параметры диода, приводимые в справочниках. Известно [91], [99] представление таких функций в виде степенных полиномов. Так функция $C(u)$ хорошо аппроксимируется полиномом третьей степени ($N=3$), при этом функция $f(u)$ задается либо теоретической зависимостью [98], 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 [91] 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 ($N \geq 5 \div 7$), что существенно усложняет вычисления. Между тем, по определению $g(u) = dI/du$, где $I(u)$ представляется экспоненциальной зависимостью, например, уравнением Шокли [98]. 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 р-п перехода от уравнения Шокли; m зависит от материала полупроводника, технологии изготовления р-п перехода, уровня инжекции носителей тока и т.д. [98].

Поэтому, остановимся на полиномиальной аппроксимации для $C(U)$ и экспоненциальной аппроксимации для $g(U)$. Подставляем проводимость в виде: $g(u) = g_0 e^{bu}$ и $e = E_m \sin \omega_H t$. Тогда:

$$\frac{dg(u)u}{du} = g_0 e^{\frac{u}{m\varphi_T}} \left[1 + \frac{u}{m\varphi_T} \right] = g_0 e^{bu} [1 + bu];$$

$$u(r_k g(u) + 1) = u(r_k g_0 e^{bu} + 1).$$

Таким образом, после подстановки приведенных выше аппроксимаций наша схема описывается системой двух дифференциальных уравнений 2-го порядка в виде:

$$\begin{cases} L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \left(\frac{de}{dt} - \frac{du}{dt} \right) \\ \frac{d^2 u}{dt^2} = - \left\{ \frac{du}{dt} \left(\frac{DE}{C_0} + \frac{R_k}{L} A \right) + \left(\frac{du}{dt} \right)^2 B + \omega_0^2 \left[u(R_k D + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + i R_k \right) \right] \right\} / A \end{cases} \quad (2.6)$$

где обозначено: $\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A$; $\omega_{01}^2 = 1/L C_0$;

$$A = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n; B = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n1} u^{n-1}; \quad e^{bu}; \quad E = 1 + bu.$$

Численное решение уравнения (2.6) после замены переменных сводится к решению системы четырех дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} X1 = \frac{dx}{dt}; Y1 = \frac{dy}{dt}; \\ \frac{dx1}{dt} = F_1; \frac{dy1}{dt} = F_2; \end{cases},$$

где: $x=i$; $y=u$; F_1 и F_2 - правая часть уравнений (2.6);

$$\begin{cases} F_1 = -\frac{R_A}{L_A} X1 - \omega_A^2 X + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - Y1 \right) \\ F_2 = -\left\{ Y1 \left(\frac{DE}{C_0} + \frac{R_\kappa}{L} A \right) + (Y1^2) B + \omega_0^2 [Y(R_k D + 1) - (LX1 + XR_\kappa)] \right\} / A \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A; \quad \omega_0^2 = 1/LC_0;$$

$$A = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n; B = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n1} u^{n-1};$$

$$D = g_0 e^{bu}; E = 1 + bY.$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы ПР (рис.2.3) может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (2.7). С применением такой модели можно проводить не только качественные, но и количественные расчеты параметров ответных сигналов, формируемых ПР.

Результаты численного моделирования

Рассмотрим результаты численного моделирования свойств одnogенераторного ПР виртуальной моделью которого была реализована средствами программного моделирования LabVIEW.

С помощью разработанной модели были получены значения сопротивления параметрического контура. На рис 2.4 приведены зависимости сопротивления параметрического контура $W_{пк}(\omega_{сн})$ от величины сигнала накачки (запросного сигнала) $E(\omega_{сн})$.

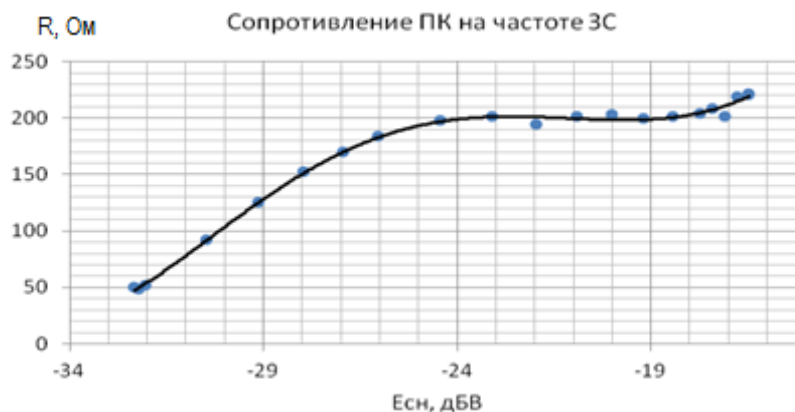


Рис. 2.4. Соппротивление параметрического контура на частоте сигнала накачки

На рис. 2.5 приведена АХ, рассчитанная на основе полученных данных, представленных на рис.2.4 и выражений (2.7).

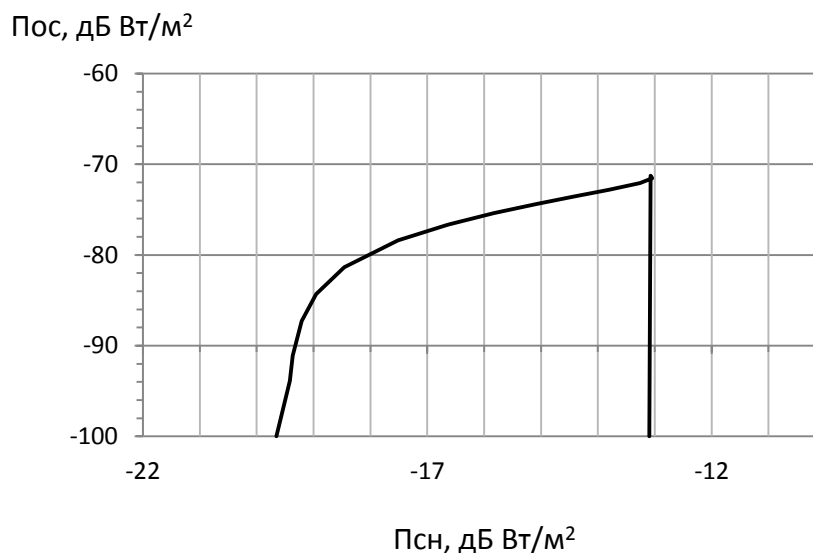


Рис. 2.5. Зависимость плотности потока мощности ОС от плотности потока мощности ЗС (Амплитудная характеристика). Непрерывный сигнал накачки на частоте $F=800$ МГц

Разработанная модель позволяет описывать свойства ПР: в амплитудные характеристики, динамический диапазон значений сигнала уровня накачки в котором возможна генерация ОС, динамический диапазон изменений возможных значений уровня ОС. Модель позволяет не только найти амплитудные и частотные характеристики, но еще и исследовать различные режимы сигнала накачки.

На рис.2.6 приведены зависимости амплитуды напряжения ответного сигнала $U(\omega_{oc})$ от амплитуды сигнала накачки $E(\omega_{cn})$, полученные на основании (2.7). Кривая 1 относится к случаю применения непрерывного сигнала накачки и по основным параметрам соответствует амплитудной характеристике ПР, приведенной на (рис.2.5).

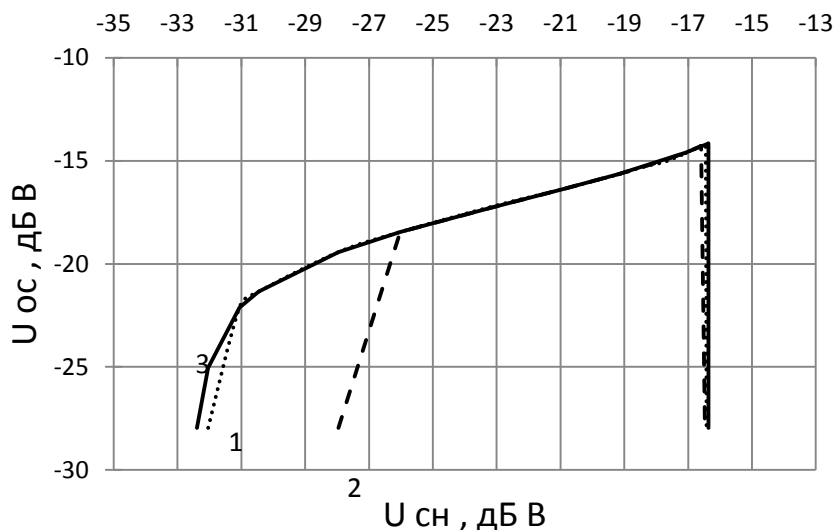


Рис. 2.6. Амплитудные зависимости ответного сигнала от сигнала накачки для ПР: 1-непрерывный режим; 2-импульсный режим без синхронизации; 3-импульсный с синхронизацией

На Рис. 2.7 представлена амплитудно-частотная характеристика простейшего ОПР для сигнала накачки $E_n = 0,7E_{max}$. Ширина полосы составляет ~ 40 МГц, что составляет примерно 10% F_{oc} .

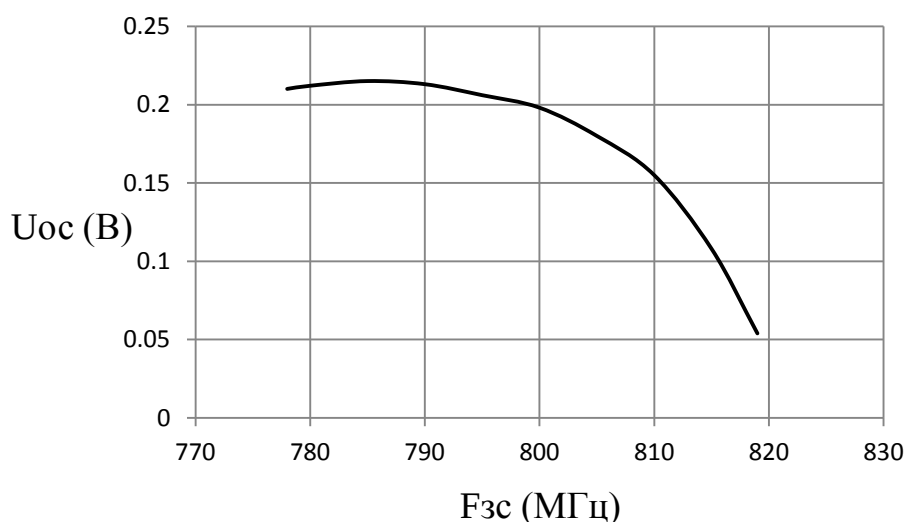


Рис. 2.7. Амплитудно-частотная характеристика одnogенераторного ПР

С помощью полученной модели ПР могут быть исследованы те или иные режимы работы вновь создаваемых ПР, определены требуемые параметры элементов ПР, проведена количественная оценка их эффективности по тем или иным критериям. Например, в [34] 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. 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 [91]:

$$T_{\text{уст}} = \frac{1}{\sqrt{m^2 - \xi^2 - \delta}} \ln \frac{U_0}{U_n},$$

где U_0 , U_n — конечное и начальное значения амплитуды колебаний в контуре на частоте субгармоники; m — коэффициент модуляции емкости контура; ξ — относительная расстройка контура; δ — коэффициент затухания.

Время установления в большей мере зависит от коэффициента модуляции m (т.е. от амплитуды накачки) нежели от U_0/U_n . Поэтому в пределах амплитудного диапазона запросного сигнала $T_{\text{уст}}$ может значительно изменяться, приводя к существенным искажениям ответного сигнала (рис.2.8). Очевидно, введение ограничения на допустимую величину $T_{\text{уст}}$ будет приводить к соответствующему увеличению нижней границы амплитудной характеристики ПР. Кривая 2 на рис. 2.6 соответствует импульсному сигналу накачки с длительностью $\tau_{\text{CH}} = 2$ мкс и при допустимом времени установления $T_{\text{уст}} = 0,2$ мкс. Видно, что в таком случае применение импульсных сигналов накачки приводит к сокращению амплитудного диапазона генерации ответного сигнала на ~ 5 дБ.

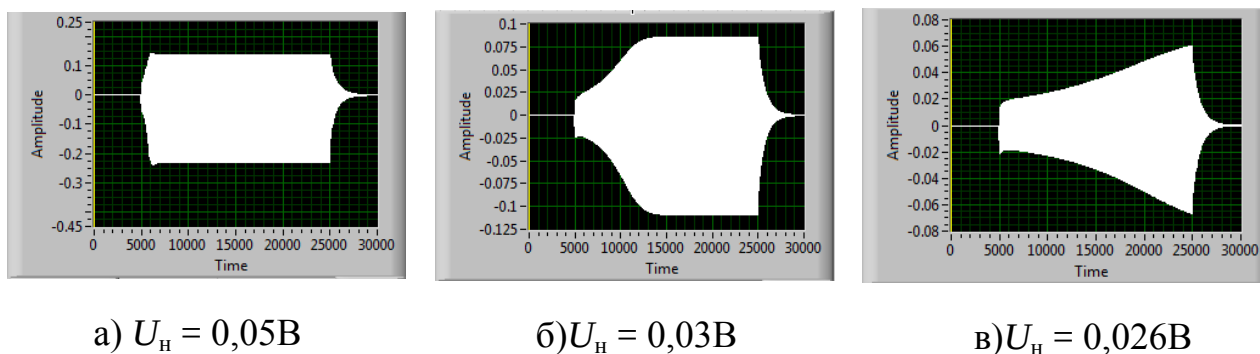
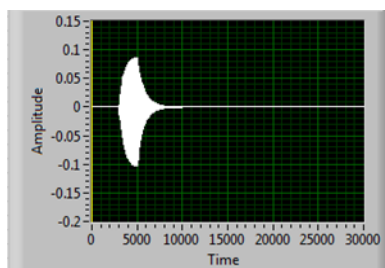


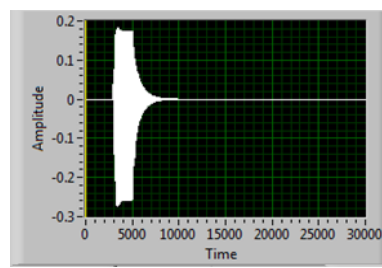
Рис. 2.8. Формы радиоимпульсов ответного сигнала ПР для разных амплитуд радиоимпульсов сигнала накачки

В [62] отмечается, что из-за указанных выше 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 сигнала накачки в [62] 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 рис.2.9 представлены полученные осциллограммы отклика ПР на воздействие радиоимпульсом синхронизирующего сигнала. Хорошо видно, что для слабых уровней радиоимпульса синхронизирующего сигнала результат выглядит примерно так же, как и при воздействии радиоимпульса на колебательный контур с постоянными параметрами, при этом хорошо видно, что радиоимпульс формируется в контуре за время переходного процесса. Радиоимпульсы с большой амплитудой ограничиваются на определенном уровне, определяемом свойствами контура, в котором не могут существовать колебания на собственной частоте выше определенного уровня [91], при этом сокращается длительность его переднего фронта.



$$U_{CC} = 0,002V$$



$$U_{CC} = 0,02V$$

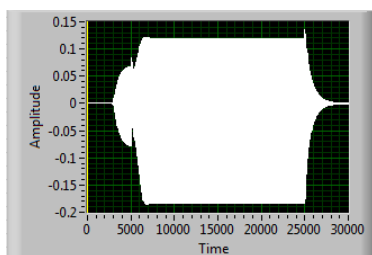
Рис. 2.9. Результат взаимодействия синхронизирующего радиоимпульса с ПР

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. Нетрудно убедиться, что этот уровень примерно такой – же, как и максимально-возможный уровень колебаний, возбуждаемых в ПР при его облучении сигналом накачки.

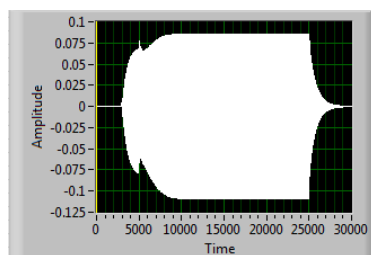
Разработанная модель ПР позволяет исследовать результат одновременного воздействия на ПР радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. На рис. 2.10 приведены результаты моделирования совместного действия радиоимпульсов синхронизации и сигнала накачки на формирование ответного сигнала.

Из рис. 2.10 хорошо видно, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала с большой амплитудой обеспечивают формирование прямоугольных радиоимпульсов ответного сигнала с длительностью такой же как у радиоимпульса сигнала накачки за счет резкого сокращения времени установления колебаний в параметрическом контуре. Радиоимпульсы синхронизирующего сигнала с меньшей амплитудой обеспечивают только синхронизацию начальной фазы радиоимпульсов ответного сигнала и его нарастающий передний фронт. Кроме того, применение импульсной синхронизации на частоте субгармоники сигнала накачки дополнительно

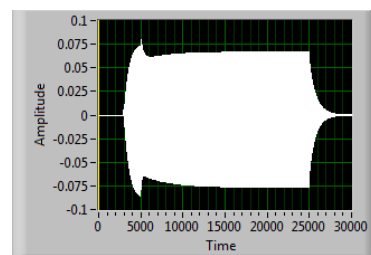
несколько снижает ($\sim 0,4$ дБ) нижнюю границу диапазона генерации (кривая 3 на рис. 2.6).



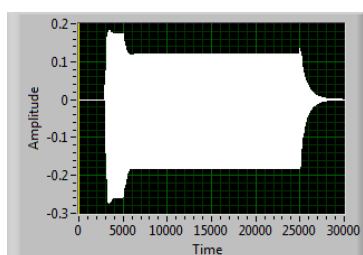
а) $U_H = 0,05V$; $U_c = 0,002B$



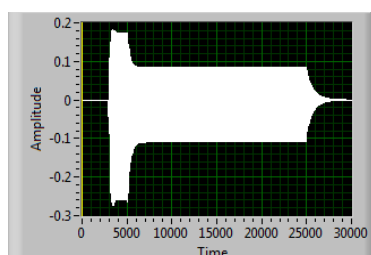
б) $U_H = 0,03B$; $U_c = 0,002B$



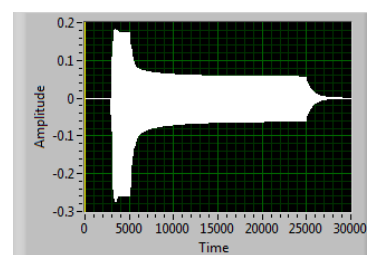
в) $U_H = 0,025B$; $U_c = 0,002B$



а) $U_H = 0,05B$; $U_{cc} = 0,02B$



в) $U_H = 0,03B$; $U_{cc} = 0,02B$



г) $U_H = 0,025B$; $U_{cc} = 0,02B$

Рис. 2.10. Импульсы синхронизации ($\tau_{CC} = 0,2\text{мкс}$) и ответного сигнала ($\tau_{OC} = 2\text{мкс}$), при совместном воздействии на параметрический контур сигнала накачки и синхросигнала

Проведенные модельные эксперименты позволяют оценить требуемое соотношение амплитуд радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. Учитывая резонансное усиление синхронизирующего сигнала в параметрическом контуре можно дать приблизительную оценку этого соотношения как Q , где Q - добротность ПР при слабом сигнале. Задний фронт радиоимпульса синхронизирующего сигнала должен совпадать 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 ОС с максимально возможным уровнем. В результате радиоимпульс ответного сигнала становится прямоугольным.

2.2.3. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на два параметрических генератора.

В данном подразделе представлены результаты моделирования двухгенераторного ПР, опубликованные автором в [102].

Одним из методов повышения чувствительности поисковых радарных установок при обработке одиночных радиоимпульсов является применение сигналов с линейной частотной модуляцией. Возникает естественный вопрос: может ли данная технология быть применена как одна из возможных для увеличения дальности обнаружения ПР. Есть основания ответить на данный вопрос утвердительно. Так в [38] показано, что ПР могут генерировать ОС в полосе $\sim 10\%$. В [57] предложена конструкция ПР с расширенной рабочей полосой частот, которая представлена на рис.2.11.

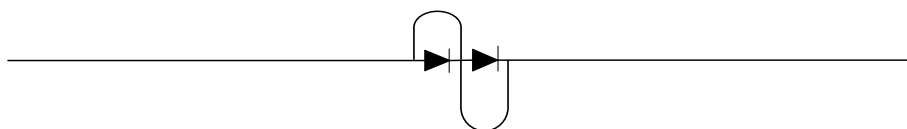


Рис. 2.11. Дипольный параметрический рассеиватель

Очевидно, подобный ПР представляет собой два последовательно соединенных одноконтурных параметрических генератора, нагруженных на антенну, поэтому его эквивалентная схема имеет вид (рис. 2.12):

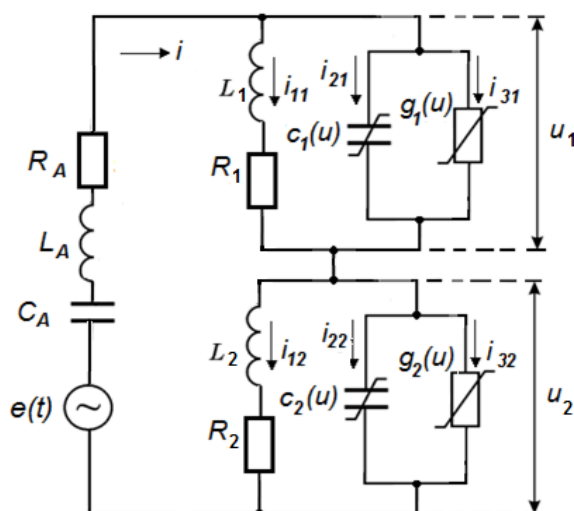


Рис. 2.12. Эквивалентная схема двухгенераторного дипольного ПР

Исходная система уравнений Кирхгофа может быть записана в виде:

$$\begin{cases} L_A \frac{di}{dt} + iR_A + \frac{1}{C_A} \int i dt + u_1 + u_2 = e ; \\ i = i_{11} + i_{21} + i_{31} = i_{12} + i_{22} + i_{32} ; \\ L_1 \frac{di_{11}}{dt} + i_{11}R_1 = u_1 ; \\ L_2 \frac{di_{12}}{dt} + i_{12}R_2 = u_2 . \end{cases} \quad (2.8)$$

Токи i_{21} , i_{22} и i_{31} , i_{32} и их производные представляются в виде:

$$i_{21} = \frac{dq_1}{dt} = \frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1} \frac{du_1}{dt} ; \quad i_{22} = \frac{dq_2}{dt} = \frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2} \frac{du_2}{dt} ;$$

$$\frac{di_{21}}{dt} = \frac{d^2 q_1}{dt^2} = \frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{d^2 [u_1 C_1(u_1)]}{du_1^2} \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 ;$$

$$\frac{di_{22}}{dt} = \frac{d^2 q_2}{dt^2} = \frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{d^2 [u_2 C_2(u_2)]}{du_2^2} \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 ;$$

$$i_{31} = u_1 g_1(u_1) ; \quad i_{32} = u_2 g_2(u_2) ;$$

$$\frac{di_{31}}{dt} = \frac{di_{31}}{du_1} \frac{du_1}{dt} = \frac{d[u_1 g_1(u_1)]}{du_1} \frac{du_1}{dt} ;$$

$$\frac{di_{32}}{dt} = \frac{di_{32}}{du_2} \frac{du_2}{dt} = \frac{d[u_2 g_2(u_2)]}{du_2} \frac{du_2}{dt} .$$

Тогда, выражая i_{11} через i_{21} , i_{31} и i_{12} через i_{22} , i_{32} в уравнениях (2.8), получим систему трех дифференциальных уравнений (2.9), представляющих собой математическую модель дипольного параметрического рассеивателя (рис. 2.12):

$$\begin{cases} L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{d(u_1 + u_2)}{dt} ; \\ \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{du_1}{dt} \left[\frac{\frac{d[u_1 g_1(u_1)]}{du_1}}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} + \frac{R_1}{L_1} \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2 [u_1 C_1(u_1)]}{du_1^2}}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} + \frac{1}{L_1} \left[\frac{u_1 (R_1 g_1(u_1) + 1) - (L_1 \frac{di}{dt} + i R_1)}{\frac{d[u_1 C_1(u_1)]}{du_1}} \right] = 0 ; \\ \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{du_2}{dt} \left[\frac{\frac{d[u_2 g_2(u_2)]}{du_2}}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} + \frac{R_2}{L_2} \right] + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2 [u_2 C_2(u_2)]}{du_2^2}}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} + \frac{1}{L_2} \left[\frac{u_2 (R_2 g_2(u_2) + 1) - (L_2 \frac{di}{dt} + i R_2)}{\frac{d[u_2 C_2(u_2)]}{du_2}} \right] = 0 . \end{cases} \quad (2.9)$$

Систему (2.9) можно преобразовать к более компактному виду, если, как и ранее, использовать полиномиальную для $C(u)$ и экспоненциальную для $g(u)$ аппроксимации.

В этом случае (2.9) запишется как:

$$\begin{cases} \frac{d^2 i}{dt^2} = -\frac{di}{dt} \frac{R_A}{L_A} - \omega_{0A}^2 i + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right); \\ \frac{d^2 u_1}{dt^2} = -\left\{ \frac{du_1}{dt} \left(\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right) + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 B_1 + \omega_{01}^2 \left[u_1 (R_1 D_1 + 1) - \left(L_1 \frac{di}{dt} + i R_1 \right) \right] \right\} / A_1; \\ \frac{d^2 u_2}{dt^2} = -\left\{ \frac{du_2}{dt} \left(\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right) + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 B_2 + \omega_{02}^2 \left[u_2 (R_2 D_2 + 1) - \left(L_2 \frac{di}{dt} + i R_2 \right) \right] \right\} / A_2, \end{cases} \quad (2.10)$$

где обозначено: $\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A$; $\omega_{01}^2 = 1/L_1 C_{01}$; $\omega_{02}^2 = 1/L_2 C_{02}$;

$$A_1 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n1} u_1^n; \quad A_2 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n2} u_2^n;$$

$$B_1 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n1} u_1^{n-1}; \quad B_2 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n2} u_2^{n-1};$$

$$D_1 = g_{01} e^{b_1 u_1}; \quad E_1 = 1 + b_1 u_1; \quad D_2 = g_{02} e^{b_2 u_2}; \quad E = 1 + b_2 u_2.$$

Численное решение уравнений (2.10) после замены переменных сводится к решению системы шести дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} x1 = \frac{dx}{dt}; \quad y1 = \frac{dy}{dt}; \quad z1 = \frac{dz}{dt}; \\ \frac{dx1}{dt} = F_1; \quad \frac{dy1}{dt} = F_2; \quad \frac{dz1}{dt} = F_3; \end{cases} \quad (2.11)$$

где: $x=i$; $y=u_1$; $z=u_2$; F_1, F_2, F_3 — правые части уравнений (2.10);

$$\begin{aligned} F_1 &= -x1 \frac{R_A}{L_A} - \omega_{0A}^2 x + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - y1 - y2 \right); \\ F_2 &= -\left\{ y1 \left(\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right) + (y1)^2 B_1 + \omega_{01}^2 [y(R_1 D_1 + 1) - (L_1 x1 + x R_1)] \right\} / A_1; \\ F_3 &= -\left\{ z1 \left(\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right) + (z1)^2 B_2 + \omega_{02}^2 [z(R_2 D_2 + 1) - (L_2 x1 + x R_2)] \right\} / A_2; \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\omega_{0A}^2 = 1/L_A C_A; \quad \omega_{01}^2 = 1/L_1 C_{01}; \quad \omega_{02}^2 = 1/L_2 C_{02};$$

$$A_1 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n1} u_1^n; \quad A_2 = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{n2} u_2^n;$$

$$B_1 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n1} u_1^{n-1}; \quad B_2 = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{n2} u_2^{n-1};$$

$$D_1 = g_{01} e^{b_1 u_1}; \quad E_1 = 1 + b_1 u_1; \quad D_2 = g_{02} e^{b_2 u_2}; \quad E = 1 + b_2 u_2.$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы дипольного ПР, содержащего два параметрических генератора (рис. 2.12) может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (2.10) либо (2.12).

Результаты численного моделирования

Полученная нами система уравнений (2.12) позволяет моделировать поведение ПР, выполненного на основе двухконтурного параметрического генератора. Ниже представлены результаты численного моделирования такого

ПР.

Из рис.2.13 и рис.2.14 видно, что во всем диапазоне генерации форма ответного сигнала почти не меняется, длительность переднего фронта равна 0,2 мкс при минимальном значении и 0,1 мкс при максимальном значении амплитуды накачки.

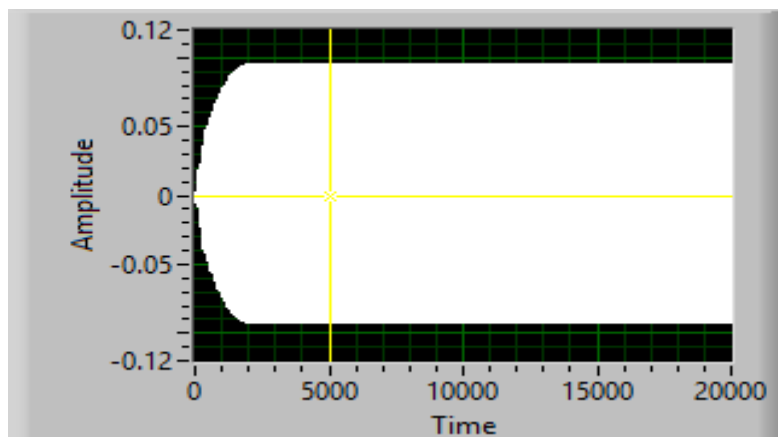


Рис. 2.13 Осциллограмма ответного сигнала ПР при минимальном значении сигнала накачки $U_H=0.27$

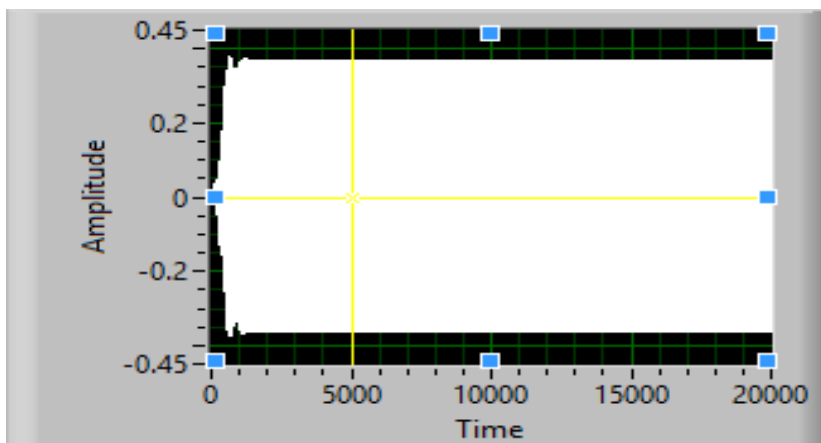


Рис. 2.14 Осциллограмма ответного сигнала ПР при максимальном значении сигнала накачки $U_H=0.39$

Для построения АХ необходимо воспользоваться процессной моделью, для чего необходимо определить входное и выходное сопротивление ПР на частоте ЗС и на частоте ОС соответственно. Результаты расчетов приведены на рис. 2.15.

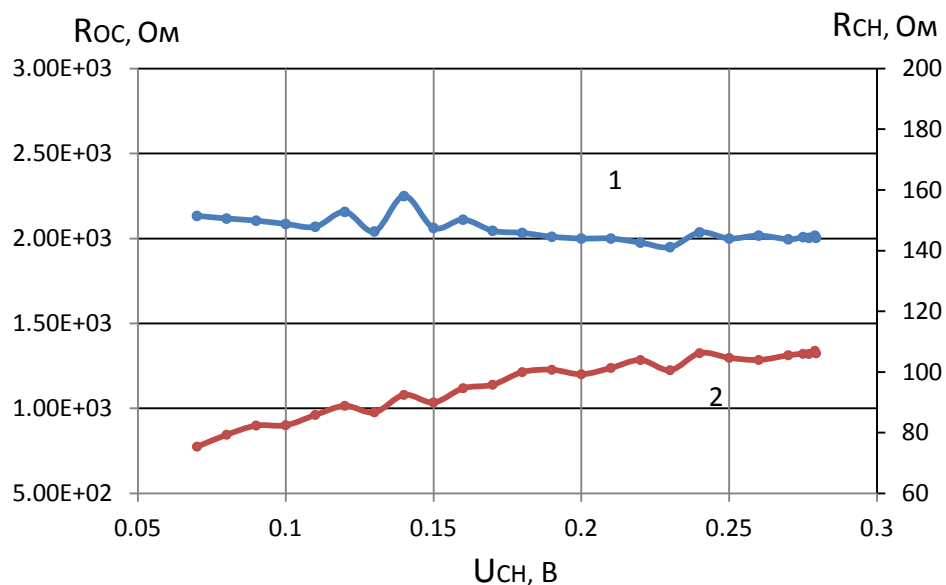


Рис. 2.15. Сопротивление ПР: 1 - на частоте ответного сигнала; 2 - на частоте сигнала накачки

На рис. 2.16 приведена амплитудная зависимость амплитуды ответного сигнала U_{oc} от величины ЭДС сигнала накачки E_{ch} , полученная на основании (2.12). Расчет проведен для непрерывного сигнала накачки.

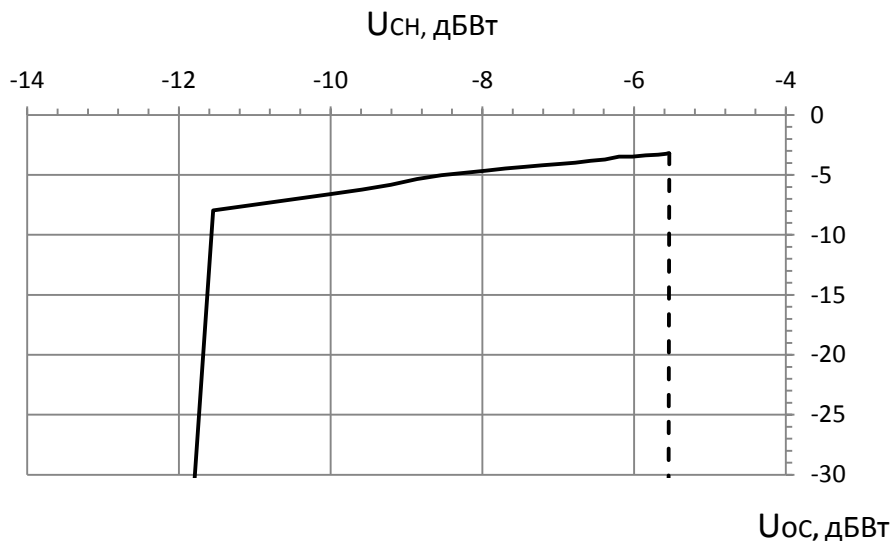


Рис. 2.16. Амплитудная зависимость ОС от амплитуды ЗС для двухгенераторного ПР, непрерывный режим

Видно, что зависимость имеет характерную столообразную форму как и в случае одногенераторного ПР, после возникновения генерации идет достаточно

быстрое нарастание величины ответного сигнала до уровня - 5 дБ Вт, а далее во всей полосе генерации величина $U_{ос}$ меняется на -9 дБ Вт.

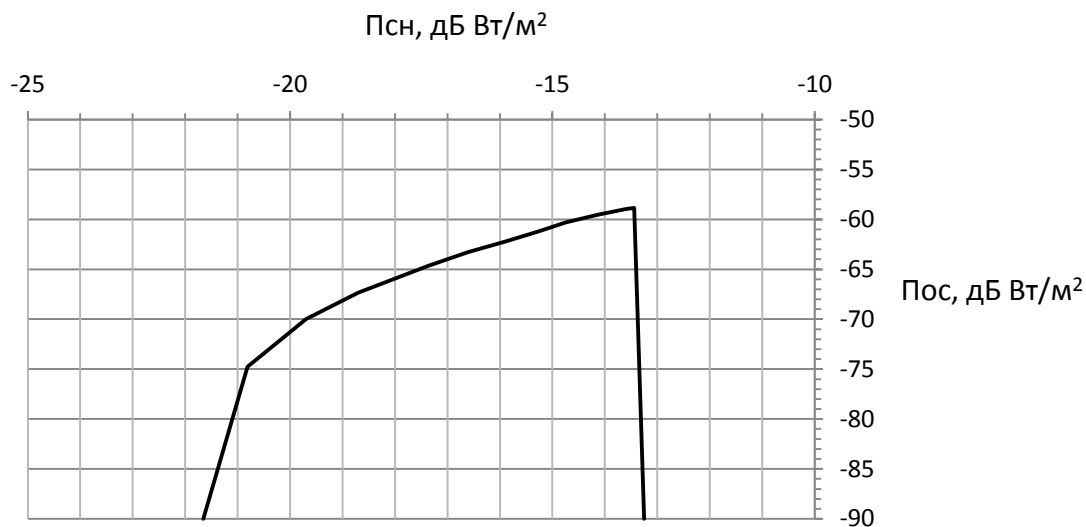


Рис. 2.17. Зависимость плотности потока мощности ОС от плотности потока мощности ЗС (амплитудная характеристика) двухгенераторного ПР

На рис.2.17 представлена зависимость плотности потока мощности ОС от плотности потока мощности ЗС. Амплитудная характеристика рассчитана на основе процессной модели двухгенераторного ПР.

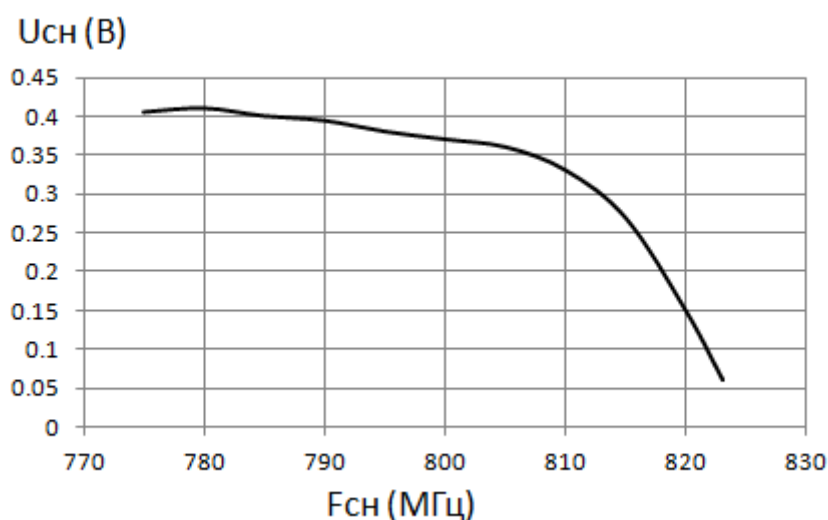


Рис. 2.18. Амплитудно - частотная характеристика двухгенераторного ПР

На рис. 2.18 представлена амплитудно - частотная характеристика двухгенераторного ПР для сигнала накачки $E_n = 0,7 E_{max}$. Ширина линейного

участка составляет ~ 47 МГц, что составляет примерно 12%. В отличие от одногенераторной модели здесь наблюдается почти линейный участок в полосе 780-810 МГц. Правая часть кривой так же имеет достаточно крутой спад, с увеличением частоты зондирующего сигнала падает амплитуда ОС.

2.2.4. Моделирование дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на три параметрических генератора

В данном подразделе представлены результаты моделирования трехгенераторного ПР, опубликованные автором в [102].

Как показано в [69], одним из способов расширения полосы является увеличение числа параметрических генераторов в параметрическом рассеивателе. Рассмотрим модель трехгенераторного ПР (рис 2.19).

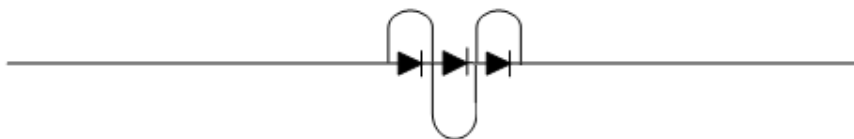


Рис. 2.19. Общий вид параметрического рассеивателя, нагруженного на три генератора

Для математического описания нам необходимо представить ПР в виде эквивалентной схемы, представленной на рис. 2.20.

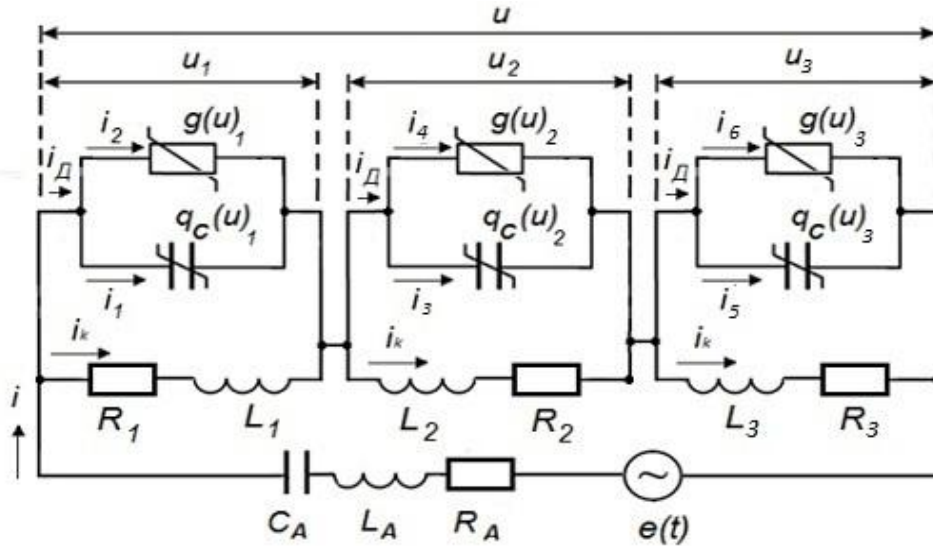


Рис. 2.20. Эквивалентная схема трехгенераторного параметрического рассеивателя

Составим дифференциальные уравнения для эквивалентной схемы. Запишем систему уравнений для данной модели:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_D = i_1 + i_2; \quad i_D = i_3 + i_4; \quad i_D = i_5 + i_6; \\ L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 R_1 = u_1; \\ L_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 R_2 = u_2; \\ L_3 \frac{di_3}{dt} + i_3 R_3 = u_3; \\ L_A \frac{di}{dt} + i R_A + \frac{1}{C_A} \int i dt + u = e. \end{array} \right.$$

Запишем выражения для токов в контурах: $i = i_k + i_1 + i_2$, $i_k = i - i_1 + i_2$.

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

$$i_1 = \frac{dq_1}{dt} = C_0 \frac{d(u_1 f)}{du_1} \frac{du_1}{dt} = C_0 \frac{du_1}{dt} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u_1^n$$

$$i_2 = u_1 g_1(u_1) = \sum_{n=0}^N g_n u_1^{n+1}$$

Дальнейшая конкретизация связана с определением вида функции $C(u)$ возможности её выражения через параметры диода, приводимые в справочниках. Как уже говорилось в разделе 2.2.1 известно [103] представление таких функций степенными полиномами, которые аппроксимируют соответствующие теоретические зависимости.

Запишем уравнение для 1-го контура и подставим в них выражения для ТОКОВ:

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{d(i - i_1 - i_2)}{dt} + R_1(i - i_1 - i_2) &= u_1 \\
 \frac{di_1}{dt} = \frac{d^2 q_1}{dt^2} = \frac{d^2 q_{c1}}{du_1^2} \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 + \frac{dq_{c1}}{du_1} \frac{d^2 u_1}{dt^2} &= C_0 \frac{d(u_1 f)}{du_1} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + C_0 \frac{d^2(u_1 f)}{du_1^2} \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 = \\
 = \frac{d^2 u_1}{dt^2} C_0 \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u_1^n + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 C_0 \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n u_1^{n-1} \\
 \frac{di_2}{dt} = \frac{di_2}{du_1} \frac{du_1}{dt} = \frac{dg(u)u_1}{du_1} \frac{du_1}{dt} &= \sum_{n=0}^N (n+1) g_n u_1^n \frac{du_1}{dt}
 \end{aligned}$$

После подстановки получим уравнения для 1 -го контура:

$$\begin{aligned}
 \frac{d^2 u_1}{dt^2} L_1 C_0 \frac{d(u_1 f)}{du_1} + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 L_1 C_0 \frac{d^2(u_1 f)}{du_1^2} + \frac{du_1}{dt} \left[L_1 \frac{dg(u_1)u_1}{du_1} + R_1 C_0 \frac{d(u_1 f)}{du_1} \right] + \\
 + u_1 (R_1 g(u_1) + 1) = L_1 \frac{di}{dt} + i R_1 \\
 \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{du_1}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_1)u_1}{du_1}}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} + \frac{R_1}{L} \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_1 f)}{du_1^2}}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_1 (R_1 g(u_1) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + i R_1 \right)}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} \right] = 0
 \end{aligned}$$

Аналогично получим уравнение для 2 - го контура:

$$\begin{aligned}
 \frac{d^2 u_2}{dt^2} L_2 C_0 \frac{d(u_2 f)}{du_2} + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 L_2 C_0 \frac{d^2(u_2 f)}{du_2^2} + \frac{du_2}{dt} \left[L_2 \frac{dg(u_2)u_2}{du_2} + R_2 C_0 \frac{d(u_2 f)}{du_2} \right] + \\
 + u_2 (R_2 g(u_2) + 1) = L_2 \frac{di}{dt} + i R_2 \\
 \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{du_2}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_2)u_2}{du_2}}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} + \frac{R_2}{L} \right] + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_2 f)}{du_2^2}}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_2 (R_2 g(u_2) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + i R_2 \right)}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} \right] = 0
 \end{aligned}$$

А так же и для 3 -го контура:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 u_3}{dt^2} L_3 C_0 \frac{d(u_3 f)}{du_3} + \left(\frac{du_3}{dt} \right)^2 L_3 C_0 \frac{d^2(u_3 f)}{du_3^2} + \frac{du_3}{dt} \left[L_3 \frac{dg(u_3)u_3}{du_3} + R_3 C_0 \frac{d(u_3 f)}{du_3} \right] + \\ + u_3 (R_3 g(u_3) + 1) = L_3 \frac{di}{dt} + iR_3 \end{aligned}$$

$$\frac{d^2 u_3}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_3)u_3}{du_3}}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} + \frac{R_3}{L} \right] + \left(\frac{du_3}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_3 f)}{du_3^2}}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_3 (R_3 g(u_3) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + iR_3 \right)}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} \right] = 0$$

Запишем Уравнения Кирхгофа для антенного контура L_A, C_A, R_A :

$$L_A \frac{di}{dt} + iR_A + \frac{q_A}{C_A} + u = e$$

$$L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{du}{dt}, \text{ где } u = u_1 + u_2 + u_3$$

Таким образом, схема, представленная на рис 2.20, описывается системой четырех дифференциальных уравнений 2-го порядка:

$$\left\{ \begin{aligned} & L_A \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{di}{dt} R_A + \frac{i}{C_A} = \frac{de}{dt} - \frac{du}{dt} \\ & \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_1)u_1}{du_1}}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} + \frac{R_1}{L} \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_1 f)}{du_1^2}}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_1 (R_1 g(u_1) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + iR_1 \right)}{\frac{d(u_1 f)}{du_1}} \right] = 0 \\ & \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_2)u_2}{du_2}}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} + \frac{R_2}{L} \right] + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_2 f)}{du_2^2}}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_2 (R_2 g(u_2) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + iR_2 \right)}{\frac{d(u_2 f)}{du_2}} \right] = 0 \\ & \frac{d^2 u_3}{dt^2} + \frac{du}{dt} \left[\frac{1}{C_0} \frac{\frac{dg(u_3)u_3}{du_3}}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} + \frac{R_3}{L} \right] + \left(\frac{du_3}{dt} \right)^2 \frac{\frac{d^2(u_3 f)}{du_3^2}}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_3 (R_3 g(u_3) + 1) - \left(L \frac{di}{dt} + iR_3 \right)}{\frac{d(u_3 f)}{du_3}} \right] = 0 \end{aligned} \right.$$

Вводим необходимые обозначения:

$$X0 = i; \quad X1 = di/dt; \quad X2 = dX1/dt = d^2 i/dt^2$$

$$Y0 = u_1; \quad Y1 = du_1/dt; \quad Y2 = dY1/dt = d^2 u_1/dt^2$$

$$Z0 = u_2; \quad Z1 = du_2/dt; \quad Z2 = dZ1/dt = d^2 u_2/dt^2$$

$$S0 = u_3; \quad S1 = du_3/dt; \quad S2 = dS1/dt = d^2 u_3/dt^2$$

С учетом введенных обозначений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dX1}{dt} = \frac{R_A}{L_A} X1 - \omega_A^2 X0 + \frac{1}{L_A} \left(\frac{de}{dt} - Y1 - Z1 \right) \\ \frac{dY1}{dt} = -Y1 \left[\frac{1}{C_0} \frac{dg(u_1)u_1}{\frac{d(u_1f)}{du_1}} + \frac{R_1}{L} \right] + Y1^2 \frac{d^2(u_1f)}{\frac{d(u_1f)}{du_1}} + \omega_1^2 \left[\frac{u_1(R_1g(u_1) + 1) - (LX1 + X0R_1)}{\frac{d(u_1f)}{du_1}} \right] = 0 \\ \frac{dZ1}{dt} = -Z1 \left[\frac{1}{C_0} \frac{dg(u_2)u_2}{\frac{d(u_2f)}{du_2}} + \frac{R_2}{L} \right] + Z1^2 \frac{d^2(u_2f)}{\frac{d(u_2f)}{du_2}} + \omega_2^2 \left[\frac{u_2(R_2g(u_2) + 1) - (LX1 + X0R_2)}{\frac{d(u_2f)}{du_2}} \right] = 0 \\ \frac{dS1}{dt} = -S1 \left[\frac{1}{C_0} \frac{dg(u_3)u_3}{\frac{d(u_3f)}{du_3}} + \frac{R_3}{L} \right] + S1^2 \frac{d^2(u_3f)}{\frac{d(u_3f)}{du_3}} + \omega_0^2 \left[\frac{u_3(R_3g(u_3) + 1) - (LX1 + X0R_3)}{\frac{d(u_3f)}{du_3}} \right] = 0 \end{array} \right.$$

$$\frac{de}{dt} = \omega_H \cos \omega_H t$$

$$\frac{dg(u_1)u_1}{du_1} = \sum_{n=0}^N (n+1) g_n Y0^n$$

$$\frac{dg(u_2)u_2}{du_2} = \sum_{n=0}^N (n+1) g_n Z0^n$$

$$\frac{dg(u_3)u_3}{du_3} = \sum_{n=0}^N (n+1) g_n S0^n$$

Как было отмечено выше $C(U) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^N b_n U^n$. С учетом этого распишем для трех контуров:

$$\frac{d(u_1f)}{du_1} = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n g_n Y0^n$$

$$\frac{d(u_2f)}{du_2} = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n g_n Z0^n$$

$$\frac{d(u_3f)}{du_3} = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n g_n S0^n$$

$$\frac{d^2(u_1f)}{du_1} = \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n Y0^{n-1}$$

$$\frac{d^2(u_2f)}{du_2} = \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n Z0^{n-1}$$

$$\frac{d^2(u_3f)}{du_3} = \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n S0^{n-1}$$

$$\begin{aligned}
u_1(R_1 g(u_1) + 1) - (L_1 X1 + X0 R_1) &= R_1 \sum_{n=0}^N g_n Y0^{n+1} + Y0 - L_1 X1 + R_1 X0 \\
u_2(R_2 g(u_2) + 1) - (L_2 X1 + X0 R_2) &= R_2 \sum_{n=0}^N g_n Y0^{n+1} + Y0 - L_2 X1 + R_2 X0 \\
u_3(R_3 g(u_3) + 1) - (L_3 X1 + X0 R_3) &= R_3 \sum_{n=0}^N g_n Y0^{n+1} + Y0 - L_3 X1 + R_3 X0
\end{aligned}$$

После соответствующих преобразований выражений подставим их в нашу систему уравнений:

$$\begin{aligned}
\frac{dX1}{dt} &= -\frac{R_A}{L_A} X1 - \omega_A^2 X0 + \frac{1}{L_A} (\omega_H \cos \omega_H t - Y1 - Z1 - S1) \\
\frac{dY1}{dt} &= -\left\{ Y1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1) g_n Y0^n \right] + \frac{R_1}{L_1} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n Y0^n \right] \right. \\
&\quad \left. + Y1^2 \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n Y0^{n-1} + \omega_1^2 \left[R_1 \sum_{n=0}^N g_n Y0^{n+1} + Y0 - L_1 X1 + R_1 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n Y0^n} \\
\frac{dZ1}{dt} &= -\left\{ Z1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1) g_n Z0^n \right] + \frac{R_2}{L_2} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n Z0^n \right] \right. \\
&\quad \left. + Z1^2 \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n Z0^{n-1} + \omega_2^2 \left[R_2 \sum_{n=0}^N g_n Z0^{n+1} + Z0 - L_2 X1 + R_2 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n Z0^n} \\
\frac{dS1}{dt} &= -\left\{ S1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1) g_n S0^n \right] + \frac{R_3}{L_3} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n S0^n \right] \right. \\
&\quad \left. + S1^2 \sum_{n=1}^N n(n+1) \beta_n S0^{n-1} + \omega_3^2 \left[R_3 \sum_{n=0}^N g_n S0^{n+1} + S0 - L_3 X1 + R_3 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n S0^n}
\end{aligned}$$

Таким образом, искомыми величинами являются токи $i=X0$ и напряжения $u_1=Y0$ и $u_2=Z0$, $u_3=S0$, которые являются решениями системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dX1}{dt} = F_1; & X1 = \frac{dX0}{dt} \\ \frac{dY1}{dt} = F_2; & Y1 = \frac{dY0}{dt} \\ \frac{dZ1}{dt} = F_3; & Z1 = \frac{dZ0}{dt} \\ \frac{dS1}{dt} = F_4; & S1 = \frac{dS0}{dt} \end{cases}$$

Численное решение уравнений нашей системы после замены переменных сводится к решению системы четырех дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{aligned}
 F_1 &= -\frac{R_A}{L_A}X1 - \omega_A^2 X0 + \frac{1}{L_A}(\omega_H \cos \omega_H t - Y1 - Z1) \\
 F_2 &= -\left\{Y1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1)g_n Y0^n \right] + \frac{R_1}{L_1} \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n Y0^n \right] \right. \\
 &\quad \left. + Y1^2 \sum_{n=0}^N n(n+1)\beta_n Y0^{n-1} + \omega_1^2 \left[R_1 \sum_{n=0}^N g_n Y0^{n+1} + Y0 - L_1 X1 + R_1 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n Y0^n} \\
 F_3 &= -\left\{Z1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1)g_n Z0^n \right] + \frac{R_2}{L_2} \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n Z0^n \right] \right. \\
 &\quad \left. + Z1^2 \sum_{n=1}^N n(n+1)\beta_n Z0^{n-1} + \omega_2^2 \left[R_2 \sum_{n=0}^N g_n Z0^{n+1} + Z0 - L_2 X1 + R_2 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n Z0^n} \\
 F_4 &= -\left\{S1 \left[\frac{1}{C_0} \left[\sum_{n=0}^N (n+1)g_n S0^n \right] + \frac{R_3}{L_3} \sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n S0^n \right] \right. \\
 &\quad \left. + S1^2 \sum_{n=1}^N n(n+1)\beta_n S0^{n-1} + \omega_3^2 \left[R_3 \sum_{n=0}^N g_n S0^{n+1} + S0 - L_3 X1 + R_3 X0 \right] \right\} \frac{1}{\sum_{n=0}^N (n+1)\beta_n S0^n}
 \end{aligned}$$

Таким образом, анализ эквивалентной схемы трехгенераторного ПР (рис.2.20) может быть проведен с помощью математической модели, представленной выше системой четырех дифференциальных уравнений. С применением такой модели можно проводить не только качественные, но и количественные расчеты параметров ответных сигналов, формируемых ПР.

Результаты моделирования

Как и ранее для построения АХ воспользуемся процессной моделью. Для этого необходимо определить входное и выходное сопротивление ПР (рис. 2.21.) на частоте ЗС и на частоте ОС соответственно.

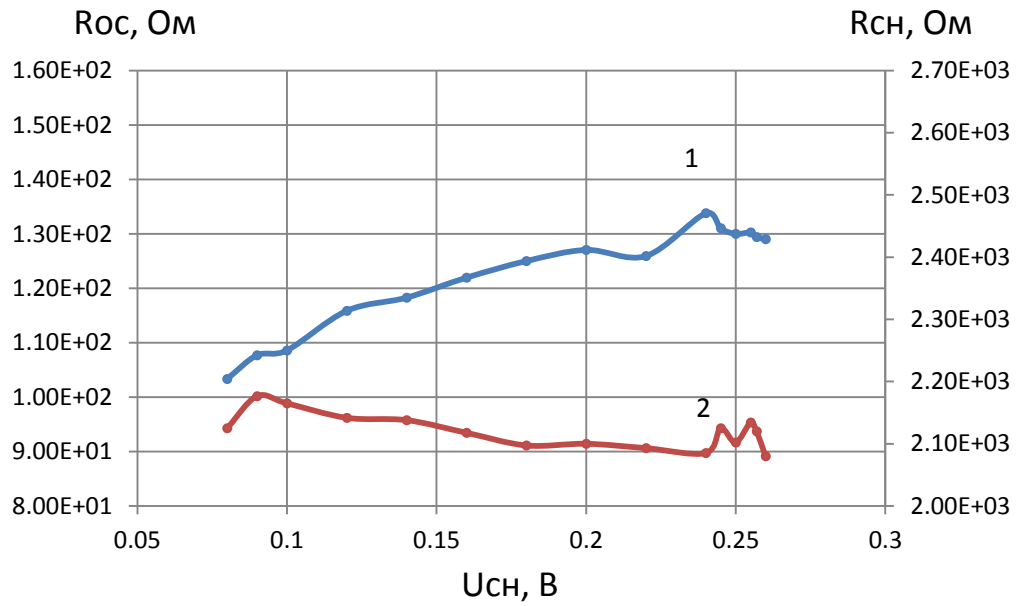


Рис. 2.21. Сопротивление ПР: 1 - на частоте сигнала накачки; 2 - на частоте ответного сигнала

На основе рассчитанных с помощью математической модели сопротивлений и других параметров построим зависимость плотности потока мощности ОС от плотности потока мощности СН. На рис 2.22 приведена амплитудная характеристика, рассчитанная на основе значений сопротивлений, взятых из зависимостей, изображенных на рис 2.21. Видно, что зависимость имеет характерную столообразную форму как и в случае одногенераторного и двухгенераторного рассеивателей. После возникновения генерации идет достаточно быстрое нарастание величины ответного сигнала до уровня - 67 дБ Вт/м², а далее во всей полосе генерации ответного сигнала величина U_{oc} меняется до -55 дБ Вт/м².

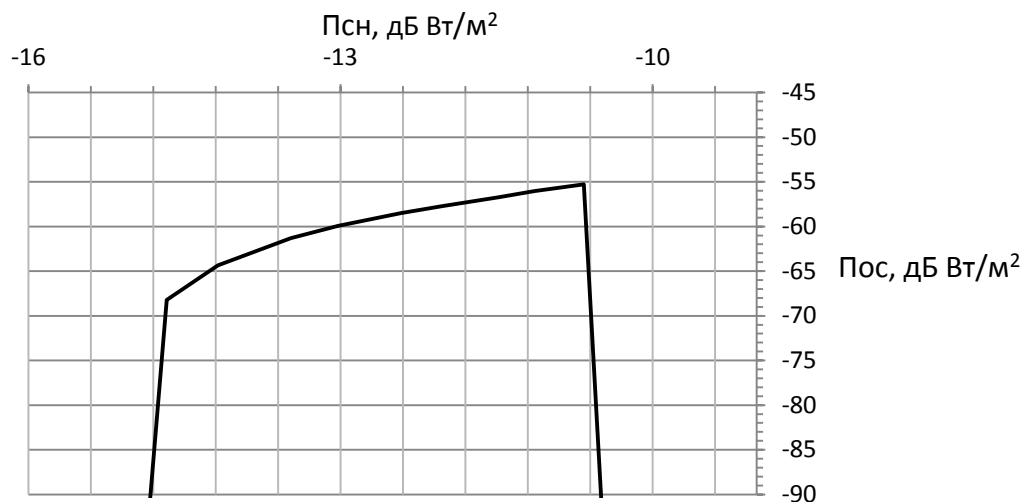


Рис. 2.22. Амплитудная характеристика трехгенераторного параметрического рассеивателя на частоте сигнала накачки $F=800$ МГц (непрерывный режим)

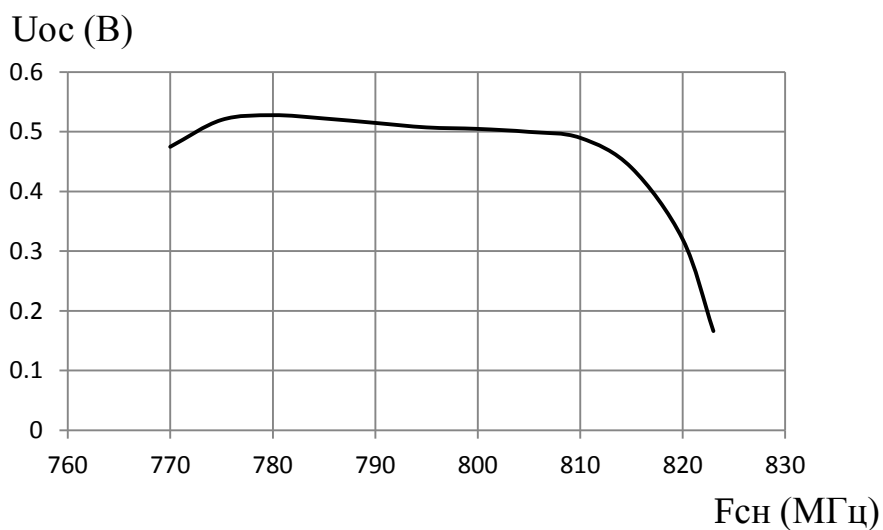


Рис. 2.23. Амплитудно - частотная характеристика двухгенераторного ПР

На рис. 2.23 представлена амплитудно - частотная характеристика двухгенераторного ПР для значения сигнала накачки $E_n=0,7E_{max}$. Ширина полосы составляет ~ 52 МГц или примерно 13%. Как и в двухгенераторной модели здесь наблюдается относительно линейный участок в полосе 780-810 МГц. Правая часть кривой имеет достаточно крутой спад, с увеличением частоты зондирующего сигнала уменьшается амплитуда ответного сигнала.

2.2.5. Сравнение результатов моделирования дипольных параметрических рассеивателей

Раздел 2.2 посвящен моделированию трех типов двухполюсных конструкций нелинейных рассеивателей, нагруженных на один, два и три параметрических генератора. Сравним амплитудные характеристики. Из рис. 2.24 видно, что момент генерации в одногенераторном ПР наступает раньше чем в двух других конструкциях ПР. Увеличение числа параметрических генераторов смещает передний и задний фронты генерации. Прослеживается тенденция возрастания величины ответного сигнала с увеличением числа параметрических генераторов в модели нелинейного рассеивателя.

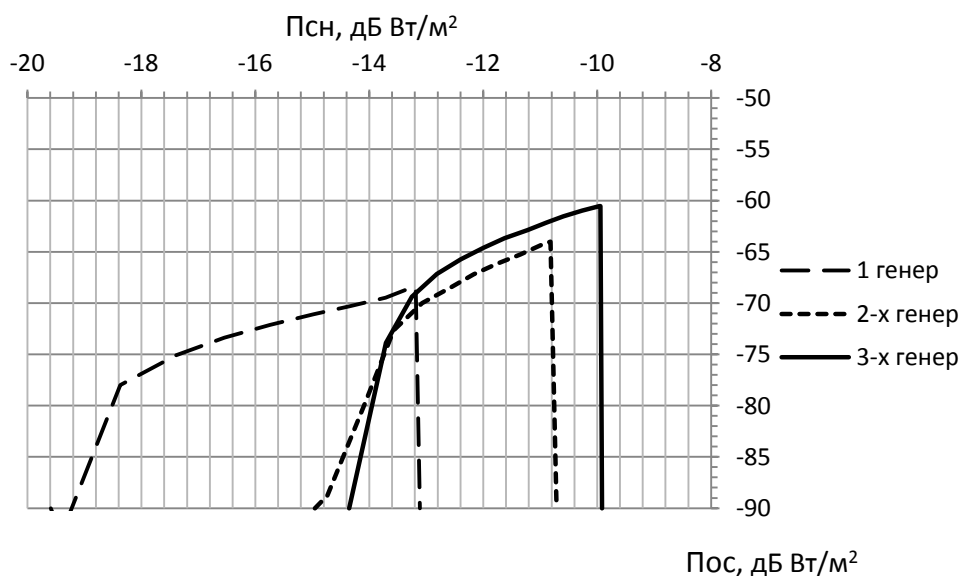


Рис. 2.24 Амплитудные характеристики: 1-для одногенераторного ПР, 2-для двухгенераторного ПР, 3- для трехгенераторного ПР

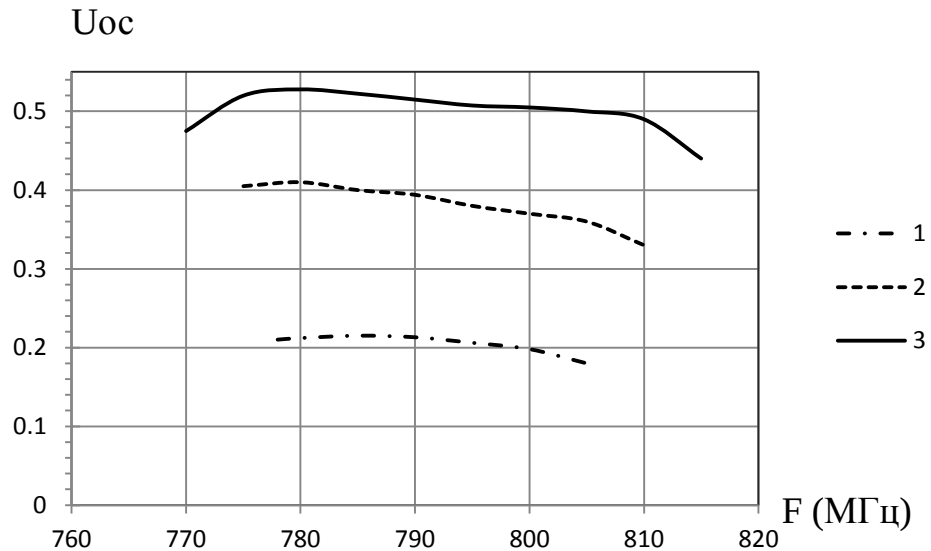


Рис. 2.25 Амплитудно - частотные характеристики: 1-для одногенераторного ПР, 2-для двухгенераторного ПР, 3- для трехгенераторного ПР

На рис. 2.25 представлены амплитудно - частотные характеристики для трех видов ПР. С учетом того, что системе предполагается использование ЛЧМ сигнала, наибольший интерес представляют для нас линейные участки частотной характеристики. Выбрав линейные участки можно сделать вывод, что с увеличением числа контуров происходит расширение полосы генерации ОС, что будет положительно влиять на работу нелинейного ПР в системе, использующей ЛЧМ ЗС.

2.2.6. Выводы по результатам моделирования дипольных параметрических рассеивателей

- 1) При моделировании предложено представление антенны в виде последовательного колебательного контура, настроенного на центральную частоту излучения с параметрами R_A , C_A , L_A , сопротивление которого равно сопротивлению излучения антенны.
- 2) В результате моделирования определена тенденция увеличения уровня максимально-возможного ответного сигнала и уровня сигнала накачки,

необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя с увеличением числа параметрических генераторов в нагрузке дипольных параметрических рассеивателей.

2.3. Моделирование параметрических рассеивателей - четырехполюсников

В данном разделе представлены результаты моделирования параметрических рассеивателей - четырехполюсников, опубликованные автором в [104].

Моделирование ПР – четырёхполюсников, у которых параметрический генератор выполняется как некоторая система, имеющая вход и выход, то есть в виде четырехполюсника, стало возможным при представлении антенн ПР в виде последовательного контура сопротивление потерь которого равно сопротивлению излучения [75]. В результате стало возможным учесть частотные свойства антенн и устранить их взаимное влияние, которое в резистивных моделях ПР [55] не позволяло анализировать ПР с несколькими антеннами.

2.3.1. Моделирование параметрического рассеивателя – четырехполюсника, нагруженного на два параметрических генератора

В данном разделе представлены результаты моделирования, опубликованные ранее в [68].

В параграфе 2.1. достаточно подробно рассмотрен вариант математического моделирования двухгенераторного ПР. Рассмотрим аналогичную схему, но с разнесенными передающей и приемной антеннами (рис. 2.26).

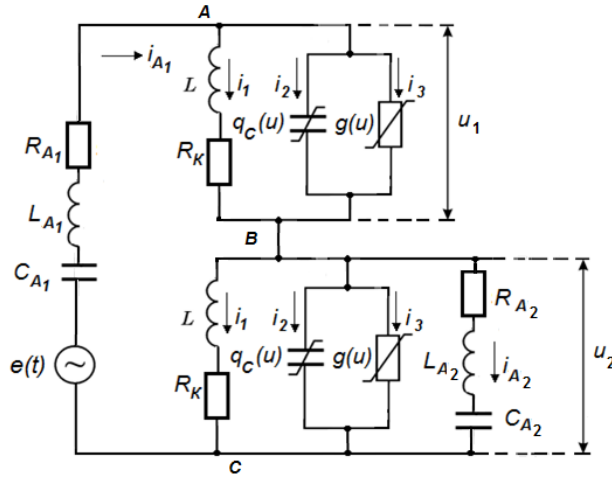


Рис. 2.26. Эквивалентная схема двухгенераторного ПР с двумя антеннами

Составим систему уравнений, описывающих работу данной эквивалентной схемы.

Пользуясь изложенной выше методикой [49], [74] на основании первого и второго законов Кирхгофа составляем систему базовых уравнений (2.13):

$$\left\{ \begin{array}{ll} i_{A1} = i_{K1} & : A \\ i_{K2} = i_{K1} - i_{A2} & : B \\ i_{A1} = i_{K2} + i_{A2} & : C \\ L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_{A1} + \frac{1}{C_{A1}} \int i_{A1} dt + u_1 + u_2 = e(t) & : I \\ u_2 = L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_{A2} + \frac{1}{C_{A2}} \int i_{A2} dt & : BC \end{array} \right. \quad (2.13)$$

где прописными латинскими буквами обозначены узлы токов, римскими цифрами — контура обхода (рис. 2.26).

Определяющими функциями здесь являются токи антенн i_{A1} и i_{A2} , напряжения u_1 , u_2 на параметрических контурах, питающие их токи i_K и напряжение $u_{BC} = u_2$ на зажимах передающей антенны ОС.

Из системы (2.13) следует исключить линейно-зависимые уравнения, а также избавиться от интегральных выражений, после чего система базовых уравнений будет иметь вид(2.14):

$$\begin{cases} i_{K1} = i_{A1} \\ i_{K2} = i_{A1} - i_{A2} \\ \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = - \left(\frac{R_{A1}}{L_{A1}} \frac{di_{A1}}{dt} + \frac{1}{L_{A1} C_{A1}} i_{A1} \right) + \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right) \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = - \left(\frac{R_{A2}}{L_{A2}} \frac{di_{A2}}{dt} + \frac{1}{L_{A2} C_{A2}} i_{A2} \right) + \frac{1}{L_{A2}} \frac{du_2}{dt} \end{cases} \quad (2.14)$$

Для определения перечисленных функций уравнений системы (2.14) недостаточно, поэтому необходимо определить связь между током и напряжением для произвольного k -го контура (рис.2.27).

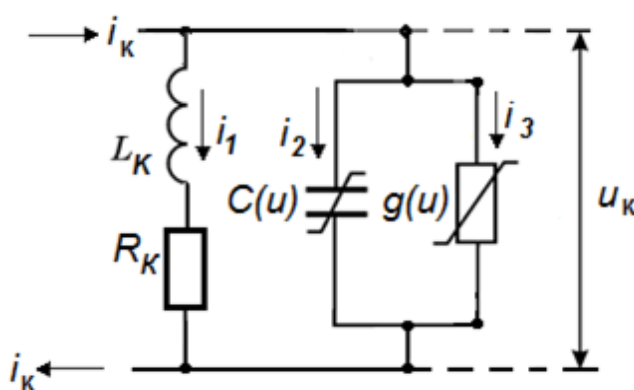


Рис. 2.27 Расчетная схема параметрического контура

Дифференциальное уравнение для параметрического контура (рис. 2.27) составляется на основе уравнений Кирхгофа (обозначения понятны из рис.2.27)

$$\begin{cases} L_K \frac{di_1}{dt} + i_1 R_K = u_K, \\ i_K = i_1 + i_2 + i_3. \end{cases} \quad (2.15)$$

По аналогии с уже рассмотренными моделями ПР – двухполюсниками токи i_2 и i_3 и их производные представляются в виде

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = \frac{d[u_K C(u_K)]}{dt}; \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{d^2 q}{dt^2} = \frac{d[u_K C(u_K)]}{du_K} \frac{d^2 u_K}{dt^2} + \frac{d^2 [u_K C(u_K)]}{du_K^2} \left(\frac{du_K}{dt} \right)^2;$$

$$i_3 = u_K g(u_K); \quad \frac{di_3}{dt} = \frac{di_3}{du_K} \frac{du_K}{dt} = \frac{d[u_K g(u_K)]}{du_K} \frac{du_K}{dt}.$$

Поэтому, выразив i_1 через i_K , i_2 , i_3 и подставив в первое уравнение системы (3.15) приходим к искомой связи:

$$L_k \frac{di_k}{dt} - L_k \left[\frac{d[u_k C(u_k)]}{du_k} \frac{d^2 u_k}{dt^2} + \frac{d^2 [u_k C(u_k)]}{du_k^2} \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 \right] - L_k \frac{d[u_k g(u_k)]}{du_k} \frac{du_k}{dt} + i_k R_k - R_k \frac{d[u_k C(u_k)]}{dt} - R_k u_k g(u_k) = u_k \quad (2.16)$$

Как уже было ранее оговорено будем использовать полиномиальную для $C(u)$ и экспоненциальную для $g(u)$ аппроксимации:

$$C(u) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^N \beta_n u^n ; \quad g(u) = g_0 \exp(bu) , \quad (2.17)$$

тогда искомая связь $u_k(i_k)$ будет выражаться дифференциальным уравнением второго порядка (2.18)

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} = - \frac{\frac{du_k}{dt} \left[\frac{D_k E_k}{C_{0k}} + \frac{R_k}{L_k} A_k \right] + \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 B_k + \omega_{0k}^2 \left[u_k (R_k D_k + 1) - \left(L_k \frac{di_{kk}}{dt} + i_{kk} R_k \right) \right]}{A_k}, \quad (2.18)$$

где в обозначение тока i_{kk} введен второй индекс k , который соответствует номеру контура ($k = 1 \div 3$); $\omega_{0k}^2 = 1/L_k C_0$; и введены следующие обозначения:

$$A_k = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{nk} u_k^n = \beta_{0k} + 2\beta_{1k} u_k + 3\beta_{2k} u_k^2 + 4\beta_{3k} u_k^3;$$

$$B_k = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{nk} u_k^{n-1} = 2\beta_{1k} + 6\beta_{2k} u_k + 12\beta_{3k} u_k^2 ;$$

$$D_k = g_{0k} e^{b_k u_k} ; \quad E_k = 1 + b_k u_k.$$

Подставив в (2.18) токи i_{k1} , i_{k2} из (2.14) получаем систему из четырех дифференциальных уравнений второго порядка (2.19), которая по сути является математической моделью двухгенераторного ПР с двумя антеннами:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} - \frac{1}{C_{A1}} i_{A1} \right) \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A2}} \left(\frac{du_2}{dt} - R_{A1} \frac{di_{A2}}{dt} - \frac{1}{C_{A2}} i_{A2} \right) \\ \frac{d^2 u_1}{dt^2} = - \left\{ \begin{array}{l} \frac{du_1}{dt} \left(\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right) + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 B_1 + \\ + \omega_{01}^2 \left[u_1 (R_1 D_1 + 1) - \left(L_1 \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_1 \right) \right] \end{array} \right\} / A_1 \\ \frac{d^2 u_2}{dt^2} = - \left\{ \begin{array}{l} \frac{du_2}{dt} \left(\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right) + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 B_2 + \\ + \omega_{02}^2 \left[u_2 (R_2 D_2 + 1) - \left(L_2 \frac{d(i_{A1} - i_{A2})}{dt} + (i_{A1} - i_{A2}) R_2 \right) \right] \end{array} \right\} / A_2 \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Численное решение системы уравнений (2.19) после замены переменных сводится к решению системы (2.21) дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} y_i = \frac{dx_i}{dt} \\ \frac{dy_i}{dt} = F_i; i = \overline{1 \div 4} \end{cases} \quad (2.20)$$

где x_i - искомые производящие функции; F_i - функции, стоящие в правой части уравнений (2.19).

Замену переменных осуществляем следующим образом:

№	Исходные переменные	Замена	$\frac{d}{dt}z0_i = z_i$	$\frac{d^2z0_i}{dt^2} = \frac{dz_i}{dt} = F_i$
0	i_{A1}	$x0$	x	$F1$
1	i_{A2}	$y0$	y	$F2$
2	u_1	$v0$	v	$F3$
3	u_2	$r0$	r	$F4$

Искомыми являются четыре переменные первого столбца, которые с учетом замены являются решениями 8 уравнений первого порядка.

$$\begin{cases} \frac{di_{A1}}{dt} = \frac{dx0}{dt} = x; \quad \frac{d^2i_{A1}}{dt^2} = \frac{dx}{dt} = F_1 \\ \frac{di_{A2}}{dt} = \frac{dy0}{dt} = y; \quad \frac{d^2i_{A2}}{dt^2} = \frac{dy}{dt} = F_2 \\ \frac{du_1}{dt} = \frac{dv0}{dt} = v; \quad \frac{d^2u_1}{dt^2} = \frac{dv}{dt} = F_3 \\ \frac{du_2}{dt} = \frac{dr0}{dt} = r; \quad \frac{d^2u_2}{dt^2} = \frac{dr}{dt} = F_4 \end{cases}$$

где:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - v - r - R_{A1}x - \frac{1}{C_{A1}}x0 \right) \\ F_2 &= \frac{1}{L_{A2}} \left(r - R_{A2}y - \frac{1}{C_{A2}}y0 \right) \\ F_3 &= - \left\{ v \left[\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right] + v^2 B_1 + \omega_{01}^2 [v(R_1 D_1 + 1) - (L_1 x + x0 R_1)] \right\} / A_1 \\ F_4 &= - \left\{ v \left[\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right] + r^2 B_2 + \omega_{02}^2 [r(R_2 D_2 + 1) - (L_2 [x - y] + [x0 - y0] R_2)] \right\} / A_2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

Результаты численного моделирования

Анализ основных свойств дипольного ПР - четырехполюсника, содержащего два параметрических генератора (рис. 2.26), проводился с помощью

математической модели, представленной системой уравнений (2.19).

Амплитудные характеристики дипольного ПР - четырехполюсника подобны характеристикам ПР, рассмотренным выше:

- в импульсном режиме ограничение допустимой длительности переднего фронта приводит к увеличению нижней границы диапазона генерации на ~ 5 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 ОС) и приемной (антенны ЗС) 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} .

Рис.2.28 иллюстрирует влияние R_{A1} на амплитудную характеристику ПР - четырехполюсника.

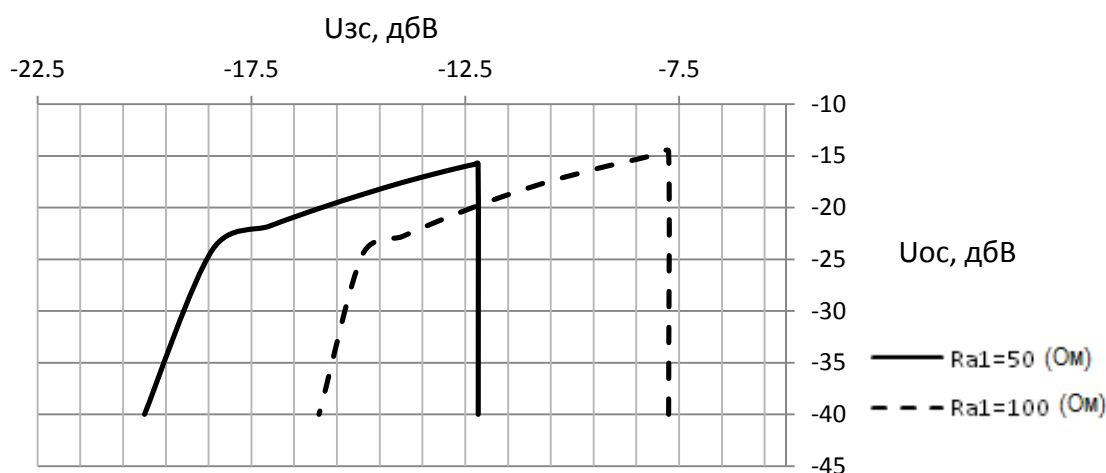


Рис. 2.28. Амплитудные зависимости ПР – четырехполюсника, содержащего два параметрических генератора, рассчитанные для импульсного сигнала накачки

Увеличение R_{A1} приводит к смещению амплитудной характеристики в сторону увеличения амплитуды ЗС при практически неизменной ширине диапазона генерации и амплитуде ОС.

Поэтому приоритетной становится задача согласования параметров антенн с входным $R_{\text{вх}}$ и выходным $R_{\text{вых}}$ сопротивлением ПР.

Входное сопротивление ПР (рис. 2.29) практически не зависит от амплитуды ЗС, сопротивления антенны R_{A1} и составляет $R_{\text{вх}} \sim 50 - 60$ Ом.

Выходное сопротивление ПГ определяется его нагрузкой — сопротивлением R_{A2} , поскольку внутреннее сопротивление параметрического контура в режиме генерации составляет десятые доли Ома, т.к. действие сигнала накачки сводится к компенсации активных потерь в ПК и эквивалентно внесению в контур отрицательного сопротивления [73], [91].

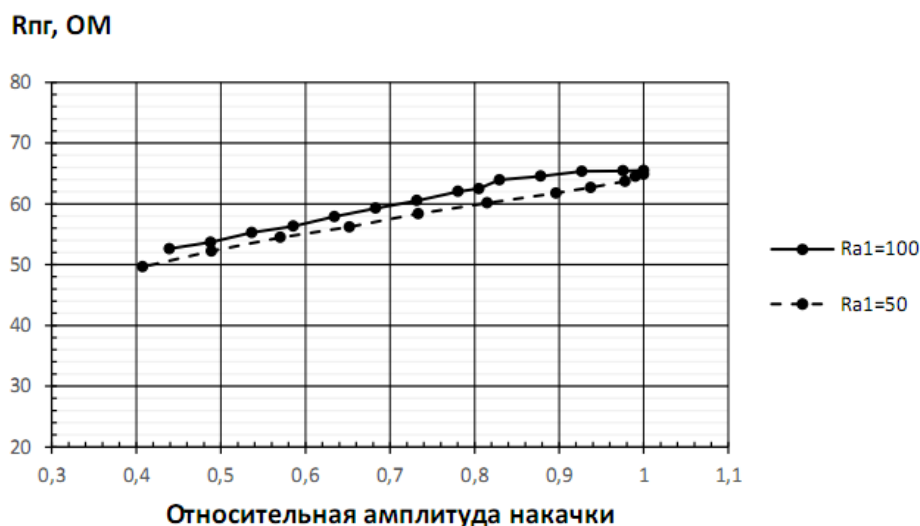


Рис. 2.29. Зависимость входного сопротивления ПГ от амплитуды СН при $R_{A2} = 500$ Ом для двухгенераторного ПР - четырехполосника

Между тем, величина R_{A2} оказывает значительное влияние на мощность ОС (рис.2.31; 2.32). При малых величинах R_{A2} дополнительные потери, вносимые в ПК антенной ОС, не удастся в должной мере скомпенсировать за счет энергии ЗС. С увеличением R_{A2} мощность ответного сигнала $P_{\text{ОС}}$ начинает расти за счет уменьшения упомянутых потерь. При дальнейшем росте R_{A2} прекращается рост амплитуды ОС (из-за ограничения амплитуды колебаний в ПК) в результате чего мощность $P_{\text{ОС}}$, вначале перестает увеличиваться, а затем начинает падать.

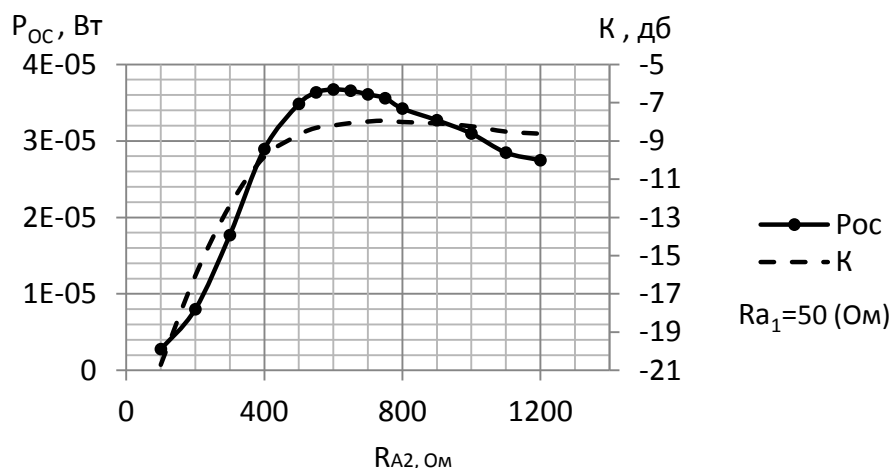


Рис. 2.31 Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при $R_{A1} = 50$ Ом

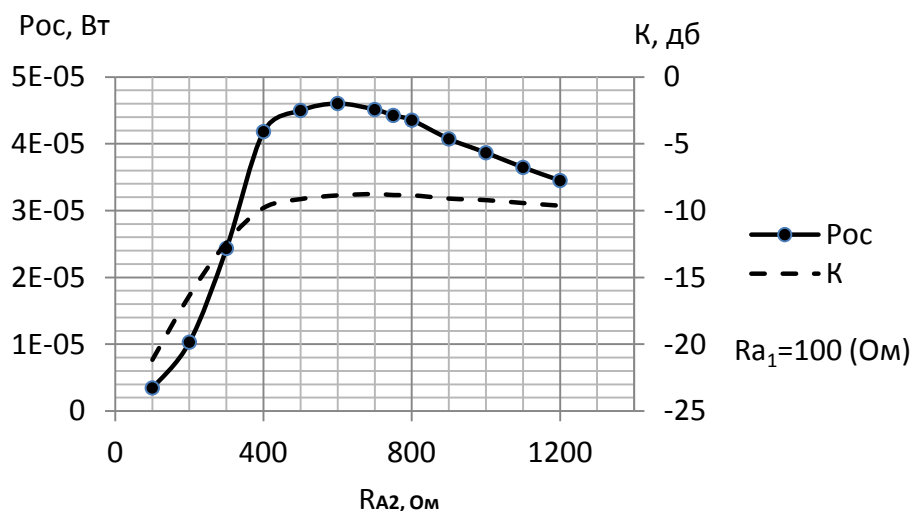


Рис. 2.32 Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при $R_{A1} = 100$ Ом

Из приведенных графиков видно, что существует оптимальное значение R'_{A2} , при котором величина P_{oc} достигает максимума. Оптимальное значение R'_{A2} не зависит от R_{A1} и составляет $R'_{A2} \approx 600$ Ом.

Коэффициент передачи K , равный отношению мощностей ответного и запросного сигналов, $K = P_{oc}/P_{zc}$ также достигает максимума при $R_{A2} \approx 600$ Ом, и не зависит от R_{A1} . Амплитудная характеристика ПР - четырехполюсника при $R_{A1} = 73$ Ом и $R_{A2} = 600$ Ом представлена на рис. 2.33.

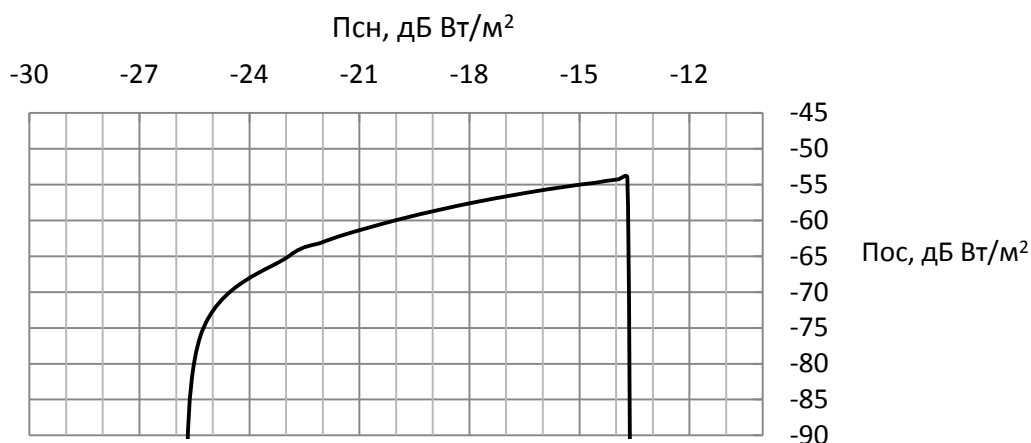


Рис. 2.33. Амплитудная характеристика ПР – четырехполюсника содержащего два параметрических генератора на частоте сигнала накачки $F=800$ МГц (непрерывный режим)

Зависимости амплитуд ОС и ЗС, отвечающие различным режимам работы ПГ, представлены на рис.2.34.

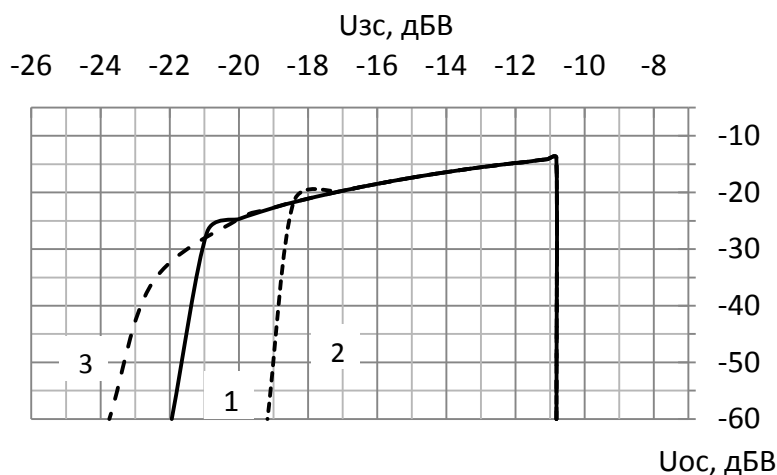


Рис. 2.34. Амплитудные зависимости ОС и ЗС: 1 - при непрерывном ЗС; 2 - при импульсном ЗС, 3 - при синхронизированном импульсном ЗС

Реализация ПР – четырехполюсника, нагруженного на два параметрических генератора возможна только в полосковом варианте, так как по сути является трехполюсником, из-за того, что один полюс антенны ЗС, объединен с одним полюсом антенны ОС. Соответствующая конструкция запатентована [71].

Как показали предварительные эксперименты, антенны ОС и ЗС оказывают сильное влияние друг на друга, что привело к трудностям в их настройке.

Поэтому появилась задача лучшей развязки антенн ОС и ЗС. Наиболее простым путем ее решения оказался переход к ПР – четырехполюснику, нагруженному на три параметрических генератора, который рассмотрен в следующем подразделе.

2.3.2. Моделирование параметрического рассеивателя – четырехполюсника, нагруженного на три параметрических генератора

Возможна реализация двух видов конструкций параметрического рассеивателя – четырехполюсника, нагруженного на три параметрических генератора:

- 1) антенна ЗС нагружается на все три контура, а антенна ОС нагружается на контур в середине;
- 2) антенна ЗС нагружается на все три контура, а антенна ОС нагружается на контур в начале или два крайних контура.

Первая конструкция может быть реализована в виде проволочных антенн рис.2.35, так как оба полюса антенн должны быть гальванически несвязанными.

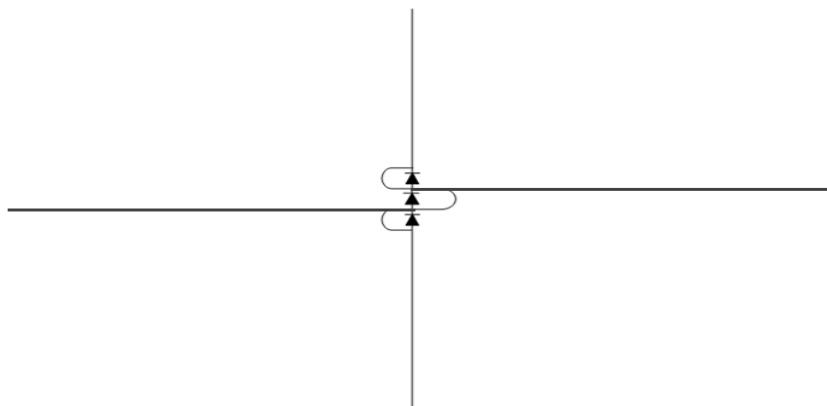


Рис. 2.35. Трехгенераторный ПР с разнесенными антеннами СН и ОС с реализацией в виде проволочных антенн

С практической точки зрения большой интерес представляет конструкция, когда антенна ОС нагружена на один из крайних контуров. В этом случае такой

вариант может быть реализован в виде полосковой конструкции, так как в данном случае один полюс антенны ОС объединен с одним полюсом антенны ЗС, который рассматривается ниже.

На рис. 2.36 представлена эквивалентная схема параметрического генератора, нагруженного на три параметрических генератора с двумя антеннами. Рассмотрим далее более подробно математическое описание этой схемы.

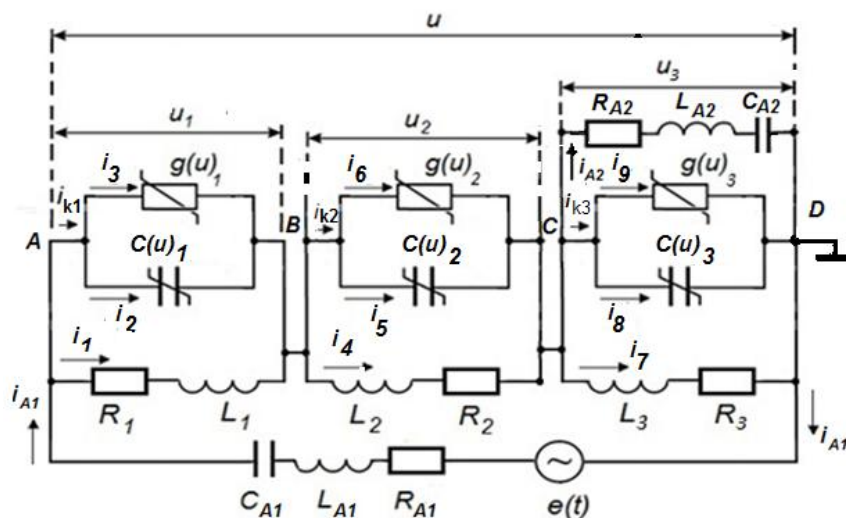


Рис. 2.36. Эквивалентная схема ПР – четырехполюсника, нагруженного на три ПГ

Составим систему уравнений описывающую работу эквивалентной схемы рассматриваемого типа конструкции ПР. Пользуясь методикой [73], на основании первого и второго законов Кирхгофа составляем систему базовых уравнений

$$\left\{ \begin{array}{ll} i_{K1} = i_{A1} & : A \\ i_{K2} = i_{K1} & : B \\ i_{A1} = i_{K3} + i_{A2} & : C \\ i_{K3} = i_{A1} - i_{A2} & : D \\ L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_{A1} + \frac{1}{C_{A1}} \int i_{A1} dt + u_1 + u_2 + u_3 = e(t) & : I \\ u_2 = L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_{A2} + \frac{1}{C_{A2}} \int i_{A2} dt & : DC \end{array} \right. \quad (2.22)$$

где прописными латинскими буквами обозначены узлы токов, I - контур обхода, CD - разность узловых потенциалов (рис. 2.36).

Определяющими функциями здесь являются, прежде всего, токи антенн i_{A1} и i_{A2} , напряжения u_1, u_2 на параметрических контурах, питающие их токи i_K и

напряжение $u_{DC} = u_2$ на зажимах передающей антенны ОС. После некоторых преобразований система базовых уравнений примет вид (2.23).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{K1} = i_{A1} \\ i_{K2} = i_{K1} \\ i_{K3} = i_{A1} - i_{A2} \\ \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = - \left(\frac{R_{A1}}{L_{A1}} \frac{di_{A1}}{dt} + \frac{1}{L_{A1} C_{A1}} i_{A1} \right) + \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} - \frac{du_3}{dt} \right) \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = - \left(\frac{R_{A2}}{L_{A2}} \frac{di_{A2}}{dt} + \frac{1}{L_{A2} C_{A2}} i_{A2} \right) + \frac{1}{L_{A2}} \frac{du_2}{dt} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

Для нахождения перечисленных функций уравнений системы (2.23) недостаточно, необходимо определить зависимость между током через контур и напряжением для произвольного k -го контура (рис.2.37).

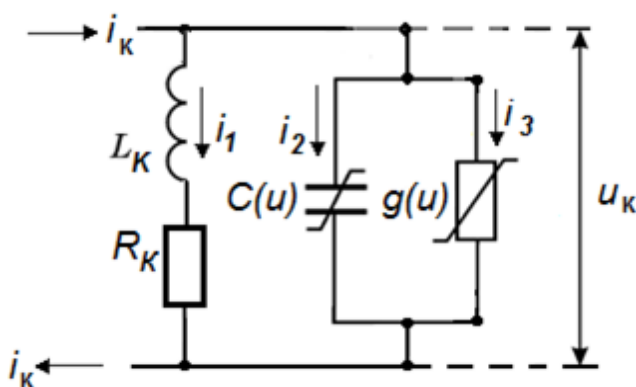


Рис. 2.37. Расчетная схема параметрического контура

Дифференциальное уравнение для параметрического контура (рис.2.37) составляется на основе уравнений Кирхгофа (обозначения понятны из рис.2.37)

$$\left\{ \begin{array}{l} L_K \frac{di_1}{dt} + i_1 R_K = u_K, \\ i_K = i_1 + i_2 + i_3. \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Элементы $C(u)$ и $g(u)$ суть зависимости соответственно емкости и проводимости р - п 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:

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = \frac{d[u_K C(u_K)]}{dt}; \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{d^2 q}{dt^2} = \frac{d[u_K C(u_K)]}{du_K} \frac{d^2 u_K}{dt^2} + \frac{d^2 [u_K C(u_K)]}{du_K^2} \left(\frac{du_K}{dt} \right)^2;$$

$$i_3 = u_k g(u_k); \frac{di_3}{dt} = \frac{di_3}{du_k} \frac{du_k}{dt} = \frac{d[u_k g(u_k)]}{du_k} \frac{du_k}{dt}.$$

Поэтому, выразив i_1 через i_K, i_2, i_3 и подставив в первое уравнение системы (2.24) приходим к искомой связи

$$L_k \frac{di_K}{dt} - L_k \left[\frac{d[u_k C(u_k)]}{du_k} \frac{d^2 u_k}{dt^2} + \frac{d^2 [u_k C(u_k)]}{du_k^2} \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 \right] - L_k \frac{d[u_k g(u_k)]}{du_k} \frac{du_k}{dt} + i_K R_K - R_K \frac{d[u_k C(u_k)]}{dt} - R_K u_k g(u_k) = u_k. \quad (2.25)$$

Как и в уже рассмотренных моделях будем использовать полиномиальную для $C(u)$ и экспоненциальную для $g(u)$ аппроксимации (2.26)

$$C(u) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^N \beta_n u^n, \quad g(u) = g_0 \exp(bu) \quad (2.26)$$

Искомая связь будет выражаться дифференциальным уравнением второго порядка (2.27)

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} = - \frac{\frac{du_k}{dt} \left[\frac{D_k E_k}{C_{0k}} + \frac{R_k}{L_k} A_k \right] + \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 B_k + \omega_{0k}^2 \left[u_k (R_k D_k + 1) - \left(L_k \frac{di_{Kk}}{dt} + i_{Kk} R_k \right) \right]}{A_k}, \quad (2.27)$$

где в обозначение тока i_{Kk} введен второй индекс k , который соответствует номеру контура ($k = 1 \div 3$); $\omega_{0k}^2 = 1/L_k C_0$; и введены следующие обозначения:

$$A_k = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{nk} u_k^n = \beta_{0k} + 2\beta_{1k} u_k + 3\beta_{2k} u_k^2 + 4\beta_{3k} u_k^3$$

$$B_k = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{nk} u_k^{n-1} = 2\beta_{1k} + 6\beta_{2k} u_k + 12\beta_{3k} u_k^2$$

$$D_k = g_{0k} e^{b_k u_k}; \quad E_k = 1 + b_k u_k.$$

Подставив в (2.27) токи $i_{K1}; i_{K2}$ из (2.23), получаем систему из пяти дифференциальных уравнений второго порядка, которая по сути является математической моделью ПР:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 A_1}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A1} \frac{d^2 A_1}{dt^2} - \frac{1}{C_{A1}} i_{A1} \right); \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A2}} \left(\frac{du_2}{dt} - R_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} - \frac{1}{C_{A2}} i_{A2} \right); \\ \frac{d^2 u_1}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_1}{dt} \left[\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 B_1 + \right. \\ &\quad \left. + \omega_{01}^2 \left[u_1 (R_1 D_1 + 1) - \left(L_1 \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_1 \right) \right] \right\} / A_1; \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\frac{d^2 u_2}{dt^2} = - \left\{ \frac{du_2}{dt} \left(\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right) + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 B_2 + \right. \\ \left. + \omega_{02}^2 \left[u_2 (R_2 D_2 + 1) - \left(L_2 \frac{d^2 A_1}{dt} + i_{A1} R_2 \right) \right] \right\} / A_2;$$

$$\frac{d^2 u_3}{dt^2} = - \left\{ \frac{du_3}{dt} \left(\frac{D_3 E_3}{C_{03}} + \frac{R_3}{L_3} A_3 \right) + \left(\frac{du_3}{dt} \right)^2 B_3 + \right. \\ \left. + \omega_{03}^2 \left[u_3 (R_3 D_3 + 1) - \left(L_3 \left[\frac{di_{A1}}{dt} - \frac{di_{A2}}{dt} \right] + [i_{A1} - i_{A2}] R_3 \right) \right] \right\} / A_3.$$

Численное решение уравнений (2.28) после замены переменных сводится к решению системы 10 дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} y_i = \frac{dx_i}{dt} \\ \frac{dy_i}{dt} = F_i; \quad i = \overline{1 \div 5} \end{cases} \quad (2.29)$$

где x_i — искомые производящие функции; F_i — функции, стоящие в правой части уравнений (2.29).

Замену переменных осуществляем следующим образом:

№	Исходные переменные	Замена	$\frac{d}{dt} z_{0i} = z_i$	$\frac{d^2 z_{0i}}{dt^2} = \frac{dz_i}{dt} = F_i$
0	i_{A1}	$x0$	x	$F1$
1	i_{A2}	$y0$	y	$F2$
2	u_1	$v0$	v	$F3$
3	u_2	$r0$	r	$F4$
4	u_3	$s0$	s	$F5$

Таким образом, искомыми являются 5 переменных первого столбца, которые с учетом замены являются решениями 10 уравнений первого порядка.

$$\begin{cases} \frac{di_{A1}}{dt} = \frac{dx0}{dt} = x; \quad \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = \frac{dx}{dt} = F_1 \\ \frac{di_{A2}}{dt} = \frac{dy0}{dt} = y; \quad \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = \frac{dy}{dt} = F_2 \\ \frac{du_1}{dt} = \frac{dv0}{dt} = v; \quad \frac{d^2 u_1}{dt^2} = \frac{dv}{dt} = F_3 \\ \frac{du_2}{dt} = \frac{dr0}{dt} = r; \quad \frac{d^2 u_2}{dt^2} = \frac{dr}{dt} = F_4 \\ \frac{du_3}{dt} = \frac{ds0}{dt} = s; \quad \frac{d^2 u_3}{dt^2} = \frac{ds}{dt} = F_4 \end{cases}$$

где:

$$\begin{aligned}
F_1 &= \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - v - r - s - R_{A1}x - \frac{1}{C_{A1}}x0 \right); \\
F_2 &= \frac{1}{L_{A2}} \left(r - R_{A2}y - \frac{1}{C_{A2}}y0 \right); \\
F_3 &= - \left\{ v \left[\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right] + v^2 B_1 + \omega_{01}^2 [v(R_1 D_1 + 1) - (L_1 x + x0 R_1)] \right\} / A_1; \\
F_4 &= - \left\{ v \left[\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right] + r^2 B_2 + \omega_{02}^2 [r(R_2 D_2 + 1) - (L_2 x + x0 R_2)] \right\} / A_2; \\
F_5 &= - \left\{ s \left[\frac{D_3 E_3}{C_{03}} + \frac{R_3}{L_3} A_3 \right] + s^2 B_3 + \omega_{03}^2 [s(R_3 D_3 + 1) - (L_3 [x - y] + [x0 - y0] R_3)] \right\} / A_3.
\end{aligned} \tag{2.30}$$

Результаты численного моделирования

Анализ основных свойств дипольного ПР - четырехполюсника, содержащего три параметрических генератора (рис.2.36), проводился с помощью математической модели, представленной системой уравнений (2.28).

Интерес представляют влияния параметров передающей (антенны ОС) и приемной (антенны ЗС) на работу ПР. Как уже говорилось ранее импеданс каждой антенны, настроенной на соответствующую частоту, имеет чисто активный характер, т.е. фактически необходимо выяснить влияние R_{A1} и R_{A2} . Рис.2.38 иллюстрирует влияние R_{A1} на амплитудную характеристику ПР - четырехполюсника.

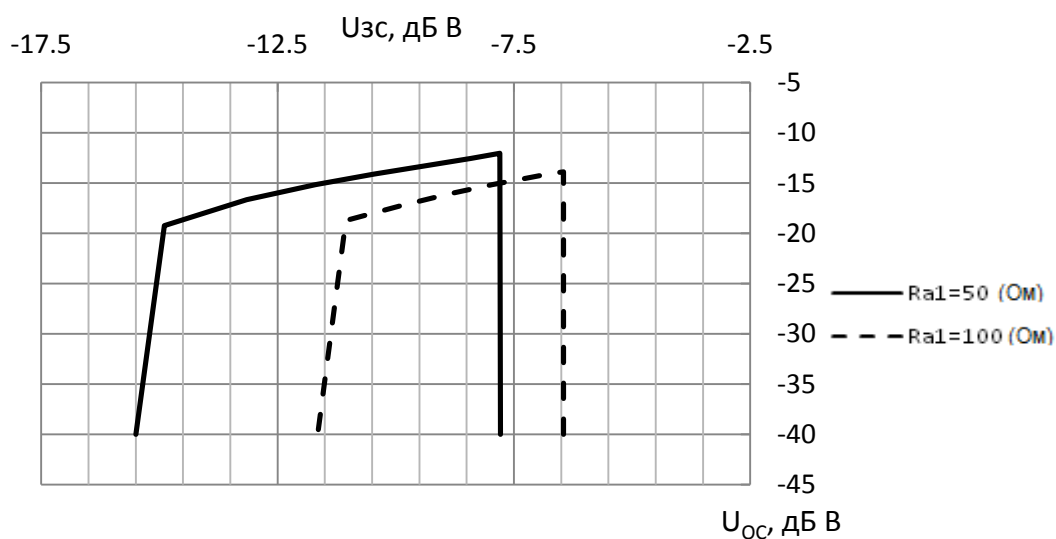


Рис. 2.38. Зависимость амплитуды СН от амплитуды ОС ПР - четырехполюсника в импульсном режиме

Увеличение R_{A1} приводит к смещению АХ в сторону увеличения амплитуды ЗС и в отличии от двухгенераторной модели с двумя антеннами ширина диапазона генерации ОС уменьшается. В свою очередь амплитуда практически не изменяется, поэтому приоритетной становится задача согласования параметров антенн с входным $R_{вх}$ и выходным $R_{вых}$ сопротивлением ПГ. Входное сопротивление ПГ (рис. 2.39; 2.40) практически не зависит от амплитуды ЗС, сопротивления антенны R_{A1} и составляет $R_{вх} \sim 50 - 60$ Ом. Выходное сопротивление ПГ определяется его нагрузкой — сопротивлением R_{A2} , поскольку внутреннее сопротивление параметрического контура в режиме генерации составляет десятые доли Ома, т.к. действие сигнала накачки сводится к компенсации активных потерь в ПК и эквивалентно внесению в контур отрицательного сопротивления [73], [91].

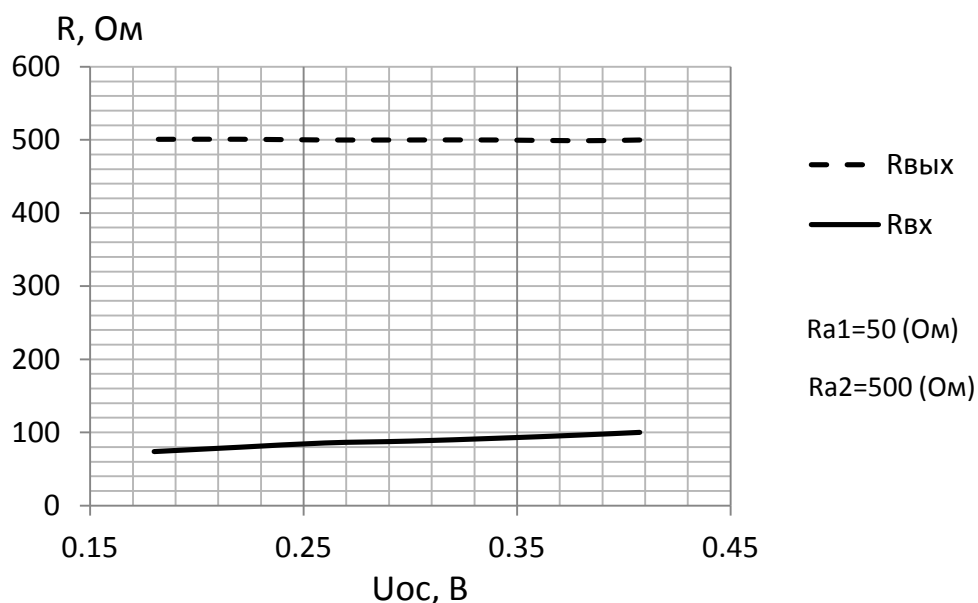


Рис. 2.39 Зависимость входного и выходного сопротивлений ПГ от амплитуды ЗС при $R_{A1}=50$ Ом и $R_{A2}=500$ Ом

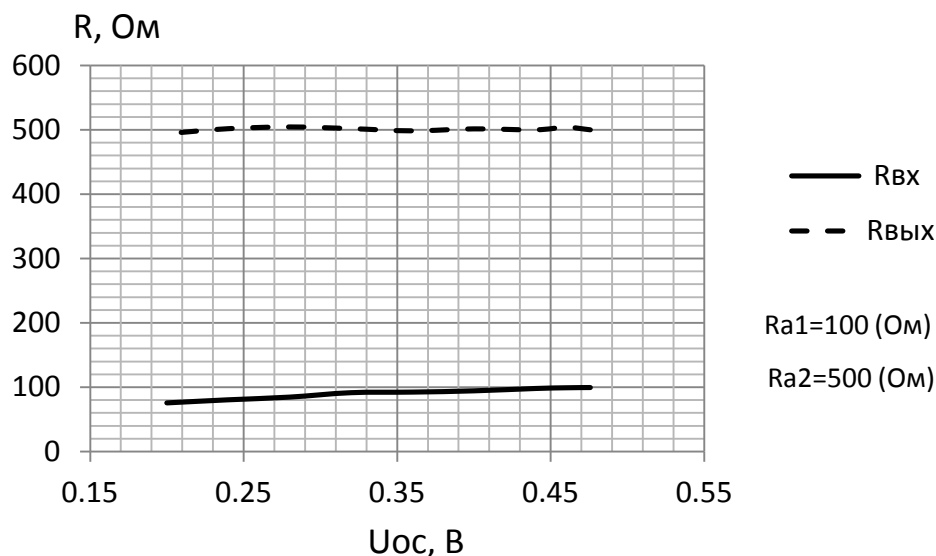


Рис. 2.40. Зависимость входного и выходного сопротивлений ПГ от амплитуды ЗС при $R_{A1}=100 \text{ Ом}$ и $R_{A2}=500 \text{ Ом}$

Между тем, величина R_{A2} оказывает значительное влияние на мощность ОС (рис.2.41, рис.2.42). При малых величинах дополнительные потери, вносимые в ПК антенной ОС, не удастся в должной мере скомпенсировать за счет энергии ЗС. С увеличением R_{A2} мощность ответного сигнала P_{OC} начинает расти за счет уменьшения упомянутых потерь. При дальнейшем росте R_{A2} прекращается рост амплитуды ОС (из-за ограничения амплитуды колебаний в ПК) в результате чего мощность P_{OC} , вначале перестает увеличиваться, а затем начинает падать.

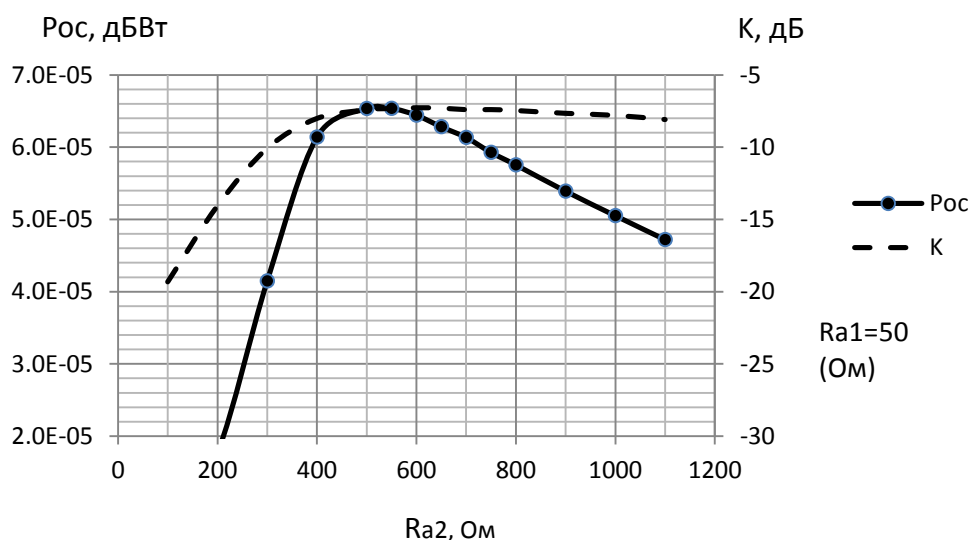


Рис.2.41 Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при $R_{A1}=50 \text{ Ом}$

Из приведенных графиков (рис. 2.40, рис. 2.41) видно, что существует оптимальное значение R'_{A2} , при котором величина P_{OC} достигает максимума. Оптимальное значение R'_{A2} не зависит от R_{A1} и составляет $R'_{A2} \approx 550$ Ом.

Коэффициент передачи K , равный отношению мощностей ответного и запросного сигналов, $K = P_{OC}/P_{ЗС}$ достигает максимума при $R_{A2} \approx 700$ Ом, в независимости от R_{A1} .

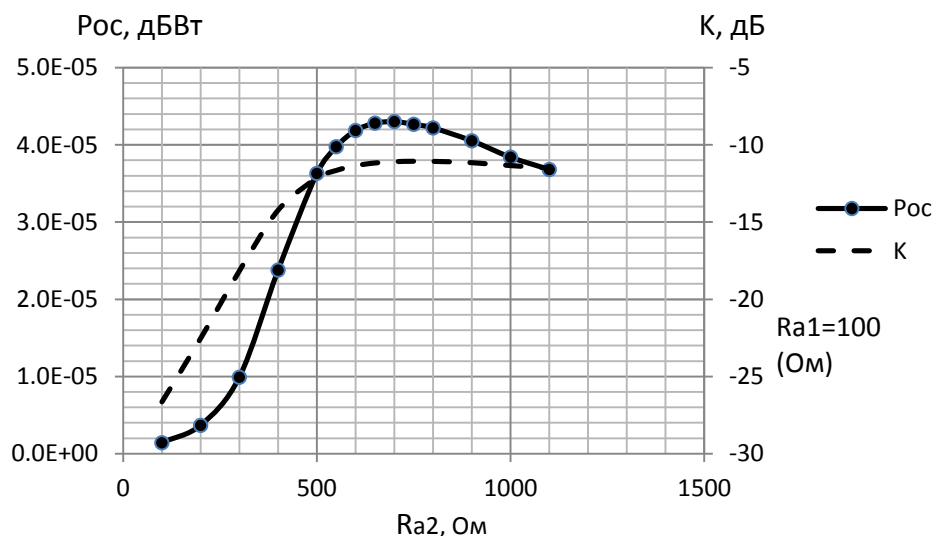


Рис.2.42 Зависимость P_{OC} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при $R_{A1}=100$ Ом

Амплитудная характеристика трехгенераторного ПР с двумя антеннами при $R_{A1}=73$ Ом и $R_{A2}=700$ Ом представлена на рис.2.43.

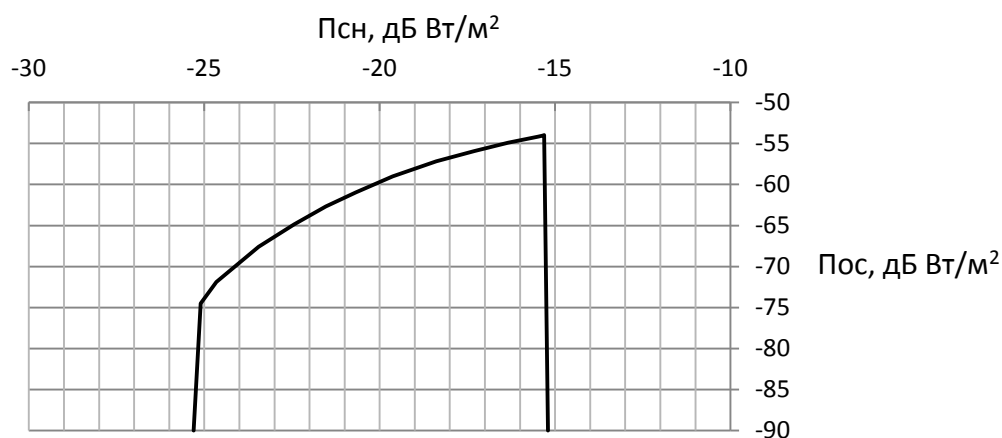


Рис.2.43. Амплитудная характеристика трехгенераторного ПР с двумя антеннами на частоте $F=800$ МГц

Амплитудные зависимости ОС и ЗС, отвечающие различным режимам работы ПГ, представлены на рис.2.44.

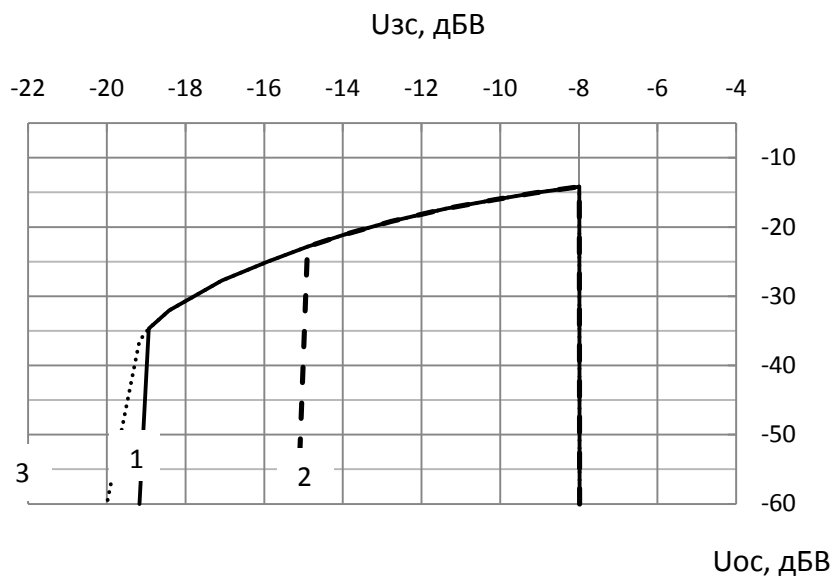


Рис.2.44. Амплитудные зависимости ОС и ЗС: 1 - при непрерывном ЗС; 2 - при импульсном ЗС, 3 - при синхронизированном импульсном ЗС

Из рисунка 2.44 хорошо видно, что в импульсном режиме генерация на 4 дБВ начинается позже, чем при непрерывном режиме, а в импульсном режиме с синхронизацией на 1 дБВ раньше, при этом по уровню ответный сигнал остается прежним.

Вычисление амплитудной характеристики ПР, в соответствии с методикой, описанной в подразделе 1.2.2.2, возможно на основе известных значений коэффициента усиления антенны ОС и эффективной площади антенны ЗС.

Будем рассматривать полосковый вариант антенн ЗС и ОС. Данная конструкция перспективна с точки зрения расположения на различных металлических объектах, например контейнерах, корпусах железнодорожных вагонов, самолетов и др.

Исследования показали, что с конструктивной точки зрения, для трехгенераторного ПР наблюдается лучшая развязка антенн СН и ОС по сравнению с двухгенераторным ПР. С этой целью выбрана реализация, где

антенна ОС нагружена на один из крайних параметрических контуров. Структурная схема полоскового трехгенераторного ПР представлена на рис. 2.45.

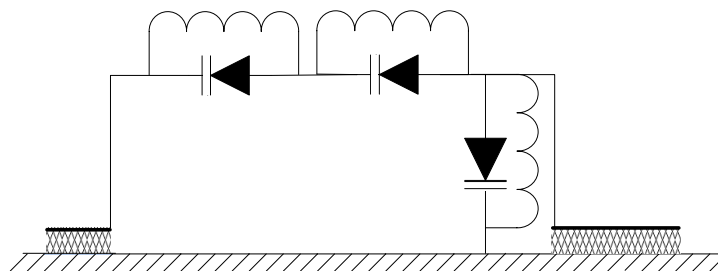


Рис.2.45. Структурная схема полоскового трехгенераторного ПР

Как показано выше, трехгенераторный ПР показывает наилучшие характеристики при сопротивлениях антенн ЗС и ОС равных $R_{A1}=73$ Ом и $R_{A2}=650$ Ом соответственно.

Выполним расчет полосковой антенны, в соответствии с методикой, представленной в [105]. Полосковая антенна представляет собой полуволновой резонатор, выполненный на несимметричной полосковой линии, при этом излучающими элементами являются две боковые щели, соответственно полосковую антенну можно считать разновидностью щелевой антенны.

С целью дальнейшего моделирования выберем реализацию полосковой антенны с $\epsilon_{эф} = 1$ (пенопласт).

Так как запитка производится с края резонатора, то сопротивление антенны ЗС должно быть равно $R_{A1}=73$ Ом, а сопротивление антенны ОС равно $R_{A2}=650$ Ом. Сопротивление антенны определяется шириной полоскового резонатора как:

$$R_{ВХ} = \frac{1}{Y_{ВХ}} = \frac{1}{2G} = \frac{60\lambda}{b}, \quad Y_{ВХ} = 2G, \quad G = \frac{b}{120\lambda}, \quad b = G120\lambda, \quad \lambda_{зс}=0,375,$$

где b – ширина полоскового резонатора, длина резонатора с учетом укорочения равна $0,49\lambda$.

По величине b может быть оценена ширина диаграммы направленности антенны. В соответствии с [105] она может быть оценена с помощью выражения:

$$b = 51^\circ \frac{\lambda}{2\varphi_{0,5}^0}.$$

Коэффициент усиления такой антенны зависит от ширины резонатора (то есть насколько близко друг к другу находятся излучающие щели). Оценочные расчеты показали, что для антенны ЗС можно считать коэффициент усиления близким к 6 дБ, а для антенны ОС, где ширина резонатора существенно уже 5 дБ.

Эффективную площадь антенны ЗС в соответствии с известной формулой связи коэффициента усиления и эффективной площади можно оценить как:

$$S = G \frac{\lambda^2}{4\pi}.$$

Таким образом зная параметры антенны: эффективную площадь, коэффициент усиления, ширину полоскового резонатора, возможна реализация трехгенераторного ПР – четырехполюсника в виде полоскового ПР.

2.3.3. Моделирование мостового параметрического рассеивателя.

В данном разделе представлены результаты моделирования мостового ПР, опубликованные автором в [104], [106].

В [69] предложена конструкция ПР в виде четырехполюсника, нагрузкой которого является мостовая схема из 4-х параметрических генераторов (рис. 2.46). Мостовой ПР назван так условно по аналогии с [40] и представляет собой четыре ПГ, соединенных последовательно, причем выход четвертого ПГ подключен ко входу первого ПГ. Каждый ПГ образован параметрическим контуром образованным параллельно соединенными полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки. При этом все индуктивности расположены во взаимно-перпендикулярных плоскостях для уменьшения взаимного влияния. К диагоналям моста подключены дипольные антенны ЗС и ОС.

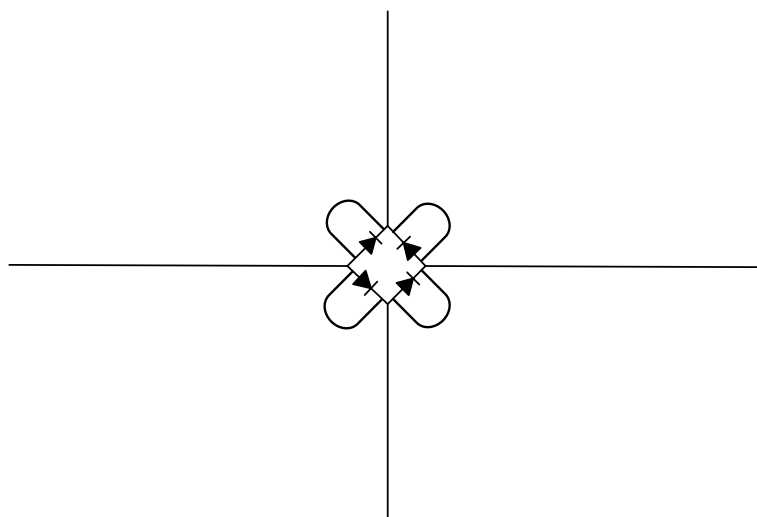


Рис.2.46. Структурная схема мостового параметрического рассеивателя с дипольными антеннами

Для всех структур ПР, содержащих несколько ПГ предполагается, что при возбуждении все параметрические контура в системах самосинхронизируются, что обеспечит достаточно большой уровень ОС. Очевидно именно данным эффектом можно объяснить то, что полярность включения диодов не сказывается на результате нелинейного рассеяния.

В [26] для анализа нелинейных пассивных радиоответчиков предложено переходить к их эквивалентной схеме на основе теоремы Нортон. Рассмотрим данный подход.

Эквивалентная схема мостового ПР, построенная с учетом рекомендаций [57] представлена на рис.2.47

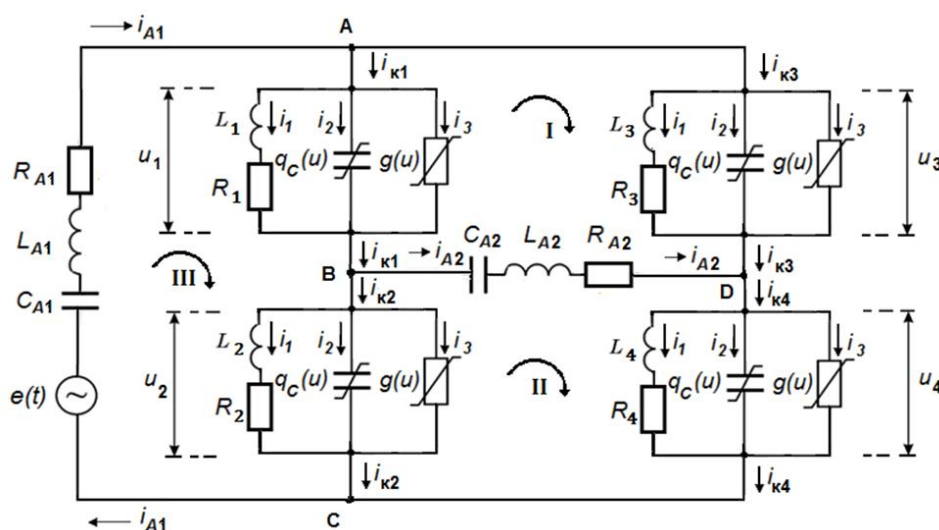


Рис.2.47. Эквивалентная схема мостового параметрического рассеивателя

В данном случае воздействие СН заменяется на ЭДС $e(t)$. Приемная антенна, принимающая СН и переизлучающая ОС, представляются последовательными колебательным контурами с низкими добротностями. Каждая из указанных антенн представлена тремя параметрами: полным активным сопротивлением R_A , включающим сопротивление излучения и сопротивление потерь антенны, и реактивными составляющими - емкостной C_A и индуктивной L_A . Последние взаимно компенсируются при настройке антенны на частоту принимаемого (излучаемого) сигнала.

Составим систему уравнений, описывающих работу эквивалентной схемы мостового ПР. Пользуясь методикой [73] составляем систему базовых уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{ll} i_{A1} = i_{K1} + i_{K3} & : A \\ i_{K1} = i_{K2} + i_{A2} & : B \\ i_{A1} = i_{K2} + i_{K4} & : C \\ i_{K4} = i_{A2} + i_{K3} & : D \\ -u_1 + u_3 - u_{BD} = 0 & : I \\ -u_2 + u_{BD} + u_4 = 0 & : II \\ L_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_{A1} + \frac{1}{C_{A1}} \int i_{A1} dt + u = e(t) & : III \\ u_{BD} = L_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_{A2} + \frac{1}{C_{A2}} \int i_{A2} dt & : BD \end{array} \right. \quad (2.30)$$

где прописными латинскими буквами обозначены узлы токов, римскими цифрами — контуры обхода (рис. 2.47).

Выбор определяющих функций очевиден и 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 (2.30) следует исключить линейно-зависимые уравнения, а также избавиться от интегральных выражений, после чего система базовых уравнений будет иметь вид (3.31):

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{A1} = i_{K1} + i_{K3} \\ i_{K1} = i_{K2} + i_{A2} \\ i_{A2} = i_{K4} - i_{K3} \\ -u_1 + u_3 - u_{A2} = 0 \\ -u_2 + u_{A2} + u_4 = 0 \\ u_{A1} + u_1 + u_2 = e(t) \\ \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = -\left(\frac{R_{A1}}{L_{A1}} \frac{di_{A1}}{dt} + \frac{1}{L_{A1} C_{A1}} i_{A1}\right) + \frac{R_{A1}}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt}\right) \\ \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} = -\left(\frac{R_{A2}}{L_{A2}} \frac{di_{A2}}{dt} + \frac{1}{L_{A2} C_{A2}} i_{A2}\right) + \frac{1}{L_{A2}} \left(\frac{du_2}{dt} - \frac{du_4}{dt}\right) \end{array} \right. \quad (2.31)$$

Для нахождения определяющих функций уравнений системы (2.31) недостаточно, поэтому кроме полученных уравнений необходимо определить связь между током через контур i_K и напряжением u_K для произвольного k -го контура.

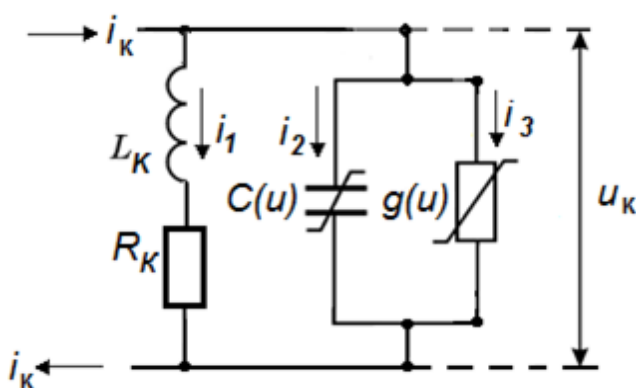


Рис.2.48. Расчетная схема параметрического контура

Дифференциальное уравнение для k -го параметрического контура составляется на основе уравнений Кирхгофа (обозначения понятны из рис.2.48).

$$\left\{ \begin{array}{l} L_k \frac{di_1}{dt} + i_1 R_k = u_k, \\ i_K = i_1 + i_2 + i_3. \end{array} \right. \quad (2.32)$$

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 (2.32) приходим к искомой связи $u_k(i_k)$

$$L_k \frac{di_K}{dt} - L_k \left[\frac{d[u_k C(u_k)]}{du_k} \frac{d^2 u_k}{dt^2} + \frac{d^2 [u_k C(u_k)]}{du_k^2} \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 \right] - L_k \frac{d[u_k g(u_k)]}{du_k} \frac{du_k}{dt} + i_K R_k - \\ - R_k \frac{d[u_k C(u_k)]}{dt} - R_k u_k g(u_k) = u_k$$

Если, как и прежде, использовать полиномиальную для $C(u)$ и экспоненциальную для $g(u)$ аппроксимации

$$C(u) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^N \beta_n u^n; \quad g(u) = g_0 \exp(bu),$$

то искомая связь $u_k(i_K)$ будет выражаться дифференциальным уравнением второго порядка (2.34)

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} = - \frac{\frac{du_k}{dt} \left[\frac{D_k E_k}{C_{0k}} + \frac{R_k}{L_k} A_k \right] + \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 B_k + \omega_{0k}^2 \left[u_k (R_k D_k + 1) - \left(L_k \frac{di_{Kk}}{dt} + i_{Kk} R_k \right) \right]}{A_k}, \quad (2.34)$$

где в обозначение тока i_K введен второй индекс k , который соответствует номеру контура ($k = 1 \div 4$) в параметрической системе (рис.2.45); $\omega_{0k}^2 = 1/L_k C_0$; введены следующие обозначения:

$$A_k = \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{nk} u_k^n = \beta_{0k} + 2\beta_{1k} u_k + 3\beta_{2k} u_k^2 + 4\beta_{3k} u_k^3; \\ B_k = \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{nk} u_k^{n-1} = 2\beta_{1k} + 6\beta_{2k} u_k + 12\beta_{3k} u_k^2; \\ D_k = g_{0k} e^{b_k u_k}; \quad E_k = 1 + b_k u_k.$$

Уравнения для токов i_{Kk} ($k=1 \div 4$) определяются из уравнений (2.31) 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 (2.31), после деления переменных получим

$$\frac{d^2 i_{K1}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K1}}{dt} - \frac{i_{K1}}{C_{A1}} \right); \quad \frac{d^2 i_{K3}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A1}} \left(-\frac{du_1}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K3}}{dt} - \frac{i_{K3}}{C_{A1}} \right).$$

Аналогично получаются уравнения для токов второго и четвертого контуров

$$\frac{d^2 i_{K2}}{dt^2} = \frac{d^2 i_{K1}}{dt^2} - \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2}; \quad \frac{d^2 i_{K4}}{dt^2} = \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} + \frac{d^2 i_{K3}}{dt^2}.$$

Таким образом, получаем следующую систему (2.35) из 10 дифференциальных уравнений второго порядка, которая по сути является математической моделью мостового ПР:

$$\begin{aligned}
\frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} &= \frac{d^2 i_{A1}}{dt^2} = \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{d}{dt} (u_1 + u_2) - R_{A1} \frac{di_{A1}}{dt} - \frac{1}{C_{A1}} i_{A1} \right); \\
\frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A2}} \left(\frac{du_2}{dt} - \frac{du_4}{dt} - R_{A2} \frac{di_{A2}}{dt} - \frac{1}{C_{A2}} i_{A2} \right); \\
\frac{d^2 i_{K1}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A1}} \left(\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K1}}{dt} - \frac{i_{K1}}{C_{A1}} \right); \\
\frac{d^2 i_{K2}}{dt^2} &= \frac{d^2 i_{K1}}{dt^2} - \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2}; \\
\frac{d^2 i_{K3}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A1}} \left(-\frac{du_1}{dt} - R_{A1} \frac{di_{K3}}{dt} - \frac{i_{K3}}{C_{A1}} \right); \\
\frac{d^2 i_{K4}}{dt^2} &= \frac{d^2 i_{A2}}{dt^2} + \frac{d^2 i_{K3}}{dt^2}; \\
\frac{d^2 u_1}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_1}{dt} \left[\frac{D_1 E_1}{C_{01}} + \frac{R_1}{L_1} A_1 \right] + \left(\frac{du_1}{dt} \right)^2 B_1 + \omega_{01}^2 \left[u_1 (R_1 D_1 + 1) - \left(L_1 \frac{di_{K1}}{dt} + i_{K1} R_1 \right) \right] \right\} / A_1; \\
\frac{d^2 u_2}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_2}{dt} \left[\frac{D_2 E_2}{C_{02}} + \frac{R_2}{L_2} A_2 \right] + \left(\frac{du_2}{dt} \right)^2 B_2 + \omega_{02}^2 \left[u_2 (R_2 D_2 + 1) - \left(L_2 \frac{di_{K2}}{dt} + i_{K2} R_2 \right) \right] \right\} / A_2; \\
\frac{d^2 u_3}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_3}{dt} \left[\frac{D_3 E_3}{C_{03}} + \frac{R_3}{L_3} A_3 \right] + \left(\frac{du_3}{dt} \right)^2 B_3 + \omega_{03}^2 \left[u_3 (R_3 D_3 + 1) - \left(L_3 \frac{di_{K3}}{dt} + i_{K3} R_3 \right) \right] \right\} / A_3; \\
\frac{d^2 u_4}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_4}{dt} \left[\frac{D_4 E_4}{C_{04}} + \frac{R_4}{L_4} A_4 \right] + \left(\frac{du_4}{dt} \right)^2 B_4 + \omega_{04}^2 \left[u_4 (R_4 D_4 + 1) - \left(L_4 \frac{di_{K4}}{dt} + i_{K4} R_4 \right) \right] \right\} / A_4.
\end{aligned} \tag{2.35}$$

В систему ДУ не включены функции i_{A1} , u , u_{BD} , т. к. они могут быть найдены алгебраически из базовой системы уравнений (2.31).

Численное решение системы уравнений (2.35) после замены переменных сводится к решению системы 20 дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} y_i = \frac{dx_i}{dt}; \\ \frac{dy_i}{dt} = F_i; \quad i = \overline{1 \div 10} \end{cases} \tag{2.36}$$

где x_i - искомые производящие функции; F_i - функции, стоящие в правой части уравнений (2.35).

Таким образом, анализ эквивалентной схемы ПР (рис.2.47) может быть проведен с помощью математической модели, представленной системой уравнений (2.35). Это позволяет применить к рассматриваемой задаче весь арсенал средств, накопленных к данному моменту для решения задач нелинейной радиотехники, в частности методов математического моделирования. Отметим, что эквивалентная схема не учитывает пространственные и поляризационные свойства ПР, которые следует учесть при помощи процессной модели ПР [14].

Результаты численного моделирования

Математическая модель, представленная системой уравнений (2.35) и его процессной моделью, позволяет корректно исследовать различные режимы работы мостовой схемы ПР, определить рациональные параметры его элементов, получить количественные оценки различных вариантов ЗС и параметров ОС, формируемых ПР.

Основной задачей моделирования является вычисление амплитудной характеристики ПР. С точки зрения процессной модели это связано с необходимостью знать параметры антенн ЗС и ОС. В то же время важно предварительно знать эффективность процессов, проходящих в системе ПГ. Поэтому, в соответствии с методикой, приведенной в подразделе 1.2.2.2 на предварительном этапе целесообразно исследовать зависимости амплитуды напряжения или тока на антенне ОС от величины ЭДС на частоте ЗС.

Данная зависимость, рассчитанная для непрерывного ЗС представлена на рис. 2.49, кривая 1.

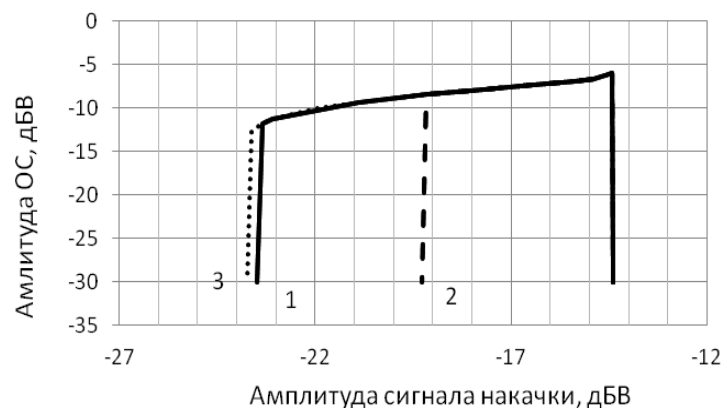


Рис. 2.49. Амплитудные зависимости мостового ПР: 1-непрерывный СН; 2-импульсный СН без синхронизации; 3-импульсный СН с синхронизацией

Разработанная модель мостового ПР позволяет рассмотреть применение других видов ЗС и рассмотреть влияние инерционных свойств ПР на величину ОС. Численный эксперимент выявил, что особенностью процесса генерации ответного сигнала в мостовой схеме ПР является сильная зависимость времени

установления ОС от амплитуды сигнала накачки. На рис. 2.50 приведены осциллограммы, иллюстрирующие зависимость времени установления ОС от амплитуды накачки, где под относительной амплитудой понимается отношение амплитуды накачки к максимальной амплитуде, определяемой правой границей амплитудной характеристики, $U_{\text{отн}} = U_{\text{н}}/U_{\text{нmax}}$.

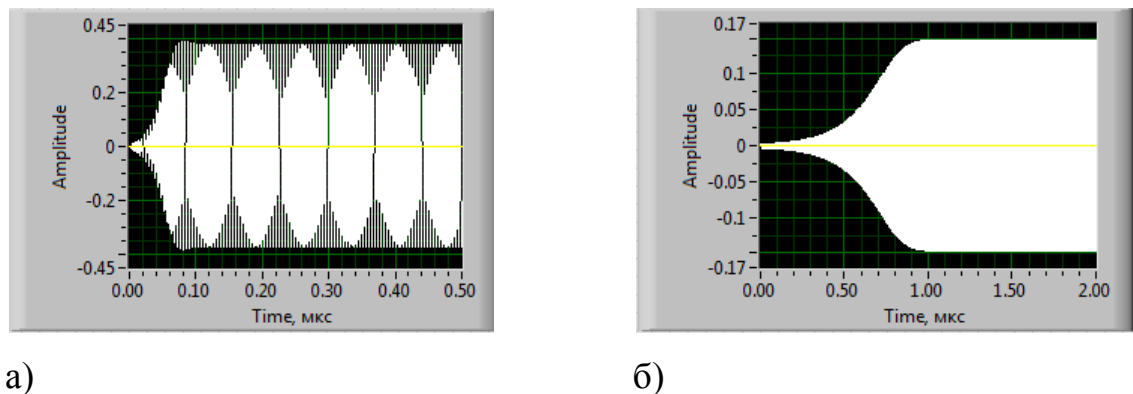


Рис. 2.50. Время установления ОС при относительной амплитуде сигнала накачки: а) $U_{\text{отн}} = 0,9$, б) $U_{\text{отн}} = 0,15$

Очевидно, любое ограничение допустимой длительности переднего фронта ОС приведет к повышению нижней (левой) границы амплитудной характеристики. Кривая 2 на рис. 2.49 соответствует импульсному сигналу накачки с длительностью $\tau_{\text{сн}} = 2$ мкс и при допустимом времени установления $T_{\text{уст}} = 0,2$ мкс. Видно, что в таком случае, применение импульсных сигналов накачки приводит к сокращению амплитудного диапазона генерации ответного сигнала на ~ 4 дБ.

На рис. 2.51 приведены результаты моделирования совместного действия радиоимпульсов синхронизации и сигнала накачки на формирование ответного сигнала.

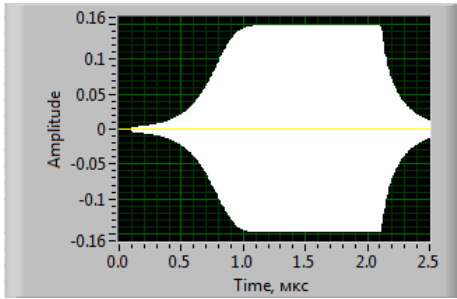
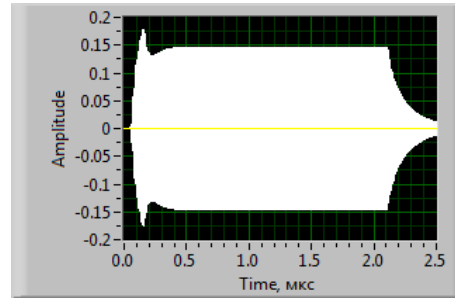
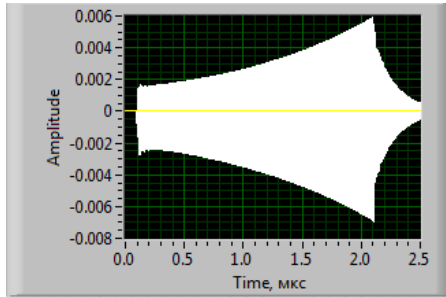
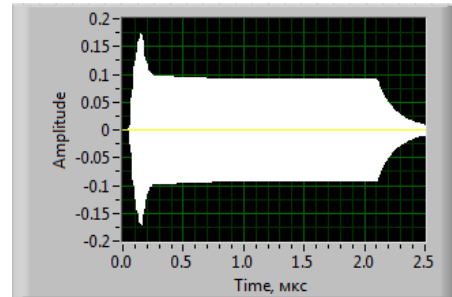
а) $U_{\text{отн}} = 0,15; \tau_{\text{ос}} = 2\text{мкс}$ (0,1÷2,1)б) $\tau_{\text{сс}} = 0,1\text{мкс}$ (0,05÷0,15)а) $U_{\text{отн}} = 0,1; \tau_{\text{ос}} = 2\text{мкс}$ (0,1÷2,1)б) $\tau_{\text{сс}} = 0,1\text{мкс}$ (0,05÷0,15)

Рис. 2.51. Импульсы синхронизации ($\tau_{\text{сс}} = 0,1\text{мкс}$) и ответного сигнала ($\tau_{\text{ос}} = 2\text{мкс}$), сформированного совместным действием на параметрический контур сигналов накачки и синхронизации. В скобках указаны интервалы действия синхронизирующих импульсов

Из рис.2.51 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 дополнительно несколько снижает ($\sim 2\text{ дБ}$) нижнюю границу диапазона генерации (кривая 3 рис.2.49).

Таким образом, при использовании импульсного ЗС (а это необходимо, если поиск ПР ведется на больших расстояниях для выполнения санитарных норм) целесообразно применять СС с достаточно большой амплитудой. По нашим оценкам в параметрическом контуре СС и ЗС должны иметь приблизительно равные амплитуды. Так как СС имеет частоту равную собственной частоте параметрического контура, СС будет усиливаться в контуре в Q раз, где Q - добротность контура. Соответственно амплитуда СС при излучении может быть в Q раз меньше.

Так как мостовой ПР содержит в своем составе четыре ПГ, возникает вопрос о требованиях к их идентичности. Соответствующее исследование было выполнено при помощи разработанной модели.

На рис. 2.52 представлено полученное семейство частотных характеристик ПР, отвечающее различным относительным расстройкам $\delta f_{ок}$ между собственными частотами контуров в ветвях системы параметрических генераторов (рис. 2.47).



Рис. 2.52. Семейство частотных характеристик мостового ПР

Как следует из рис. 2.52, увеличение расстроек $\delta f_{ок}$ незначительно увеличивает ширину полосы частот, в пределах которой возможна генерация ответного сигнала. Однако, как показали исследования, увеличение расстроек $\delta f_{ок}$ выше 10% приводит к снижению взаимодействия между контурами параметрической системы, что проявляется в сужении амплитудного диапазона сигнала накачки, в пределах которого возможно формирование ответного сигнала (рис.2.53).

Видно, что при $\delta f_{ок} \sim \pm 2,5\%$ происходит изменение как верхней (правой), так и нижней (левой) границы амплитудной характеристики. В то же время, введением расстройки $\delta f_{ок} \sim \pm 5\%$ удастся незначительно расширить как частотный, так и амплитудный диапазон генерации ОС.

Модель мостового ПР позволяет ответить на вопрос о возможности применения ЛЧМ радиоимпульсов для поиска ПР. Очевидно, что полоса ЛЧМ радиоимпульса ограничена полосой ПР, а длительность временем переходных процессов в параметрическом контуре. Модель мостового ПР позволяет провести соответствующие исследования, которые показали, что для системы из ПР запросный сигнал в виде ЛЧМ радиоимпульса успешно преобразуется в ОС в виде ЛЧМ радиоимпульса, при этом наблюдается полное подобие ОС сигналу накачки (рис. 2.53).

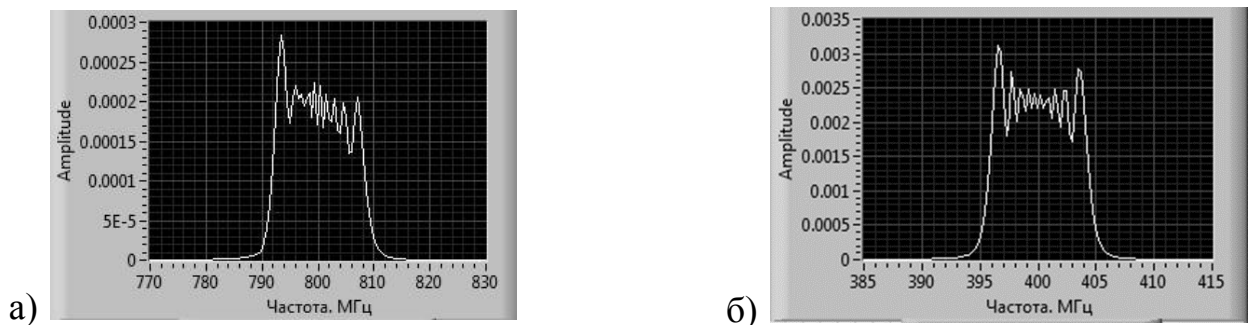


Рис. 2.53. Спектрограммы: а) ЛЧМ импульса накачки; б) ОС, при $f_{\text{CH}}=800$ МГц; $\Delta f_{\text{дев}}=20$ МГц; $\tau_{\text{CH}}=3$ мкс, $B=60$

Таким образом, ЛЧМ радиоимпульсы могут быть использованы в качестве ЗС в системах поиска ПР.

Моделирование амплитудной характеристики мостового ПР

При моделировании свойств мостового ПР был исследован ПР образованный четырьмя электрическими параметрическими контурами в которых роль варикапа выполнял диод ДЗ11. В качестве антенн, принимающей СН и переизлучающей ОС, использовались полуволновые диполи на частотах СН и ОС. Соответственно при вычислении АХ было принято $S_{A1}(\omega_{\text{CH}}) = 0,13\lambda^2$, $R_{A1}(\omega_{\text{CH}}) = 73$ Ом, $G_{A2}(\omega_{\text{OC}}) = 1,65$ (2,15дБ), $R_{A2}(\omega_{\text{CH}}) = 73$ Ом. Амплитудная характеристика мостового ПР, рассчитанная для частоты СН равной 800 МГц, представлена на рис. 2.54. Соответствующая экспериментальная АХ представлена на рис. 2.55. Сравнение кривых говорит об удовлетворительном соответствии разработанной модели и экспериментальных данных.

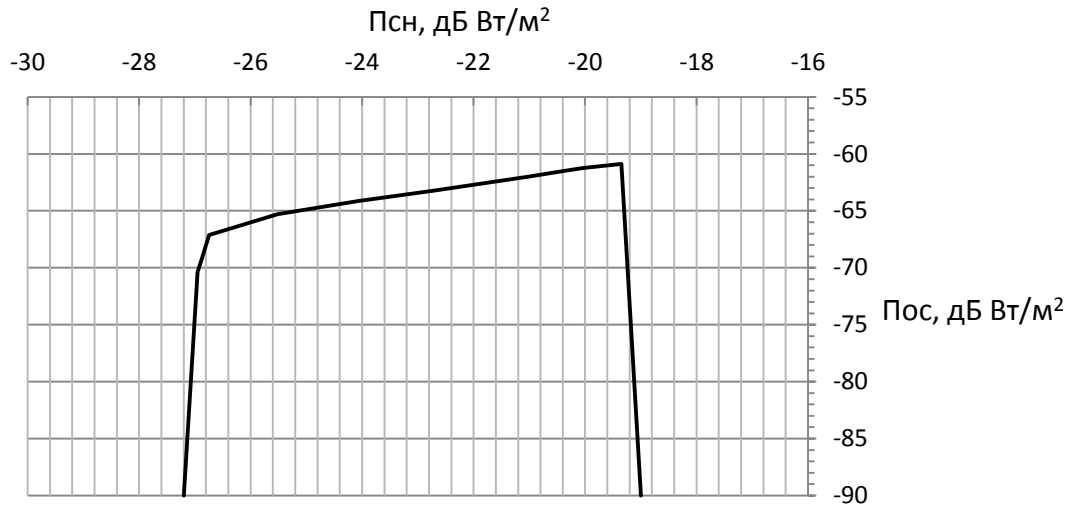


Рис. 2.54. Рассчитанная амплитудная характеристика мостового ПР

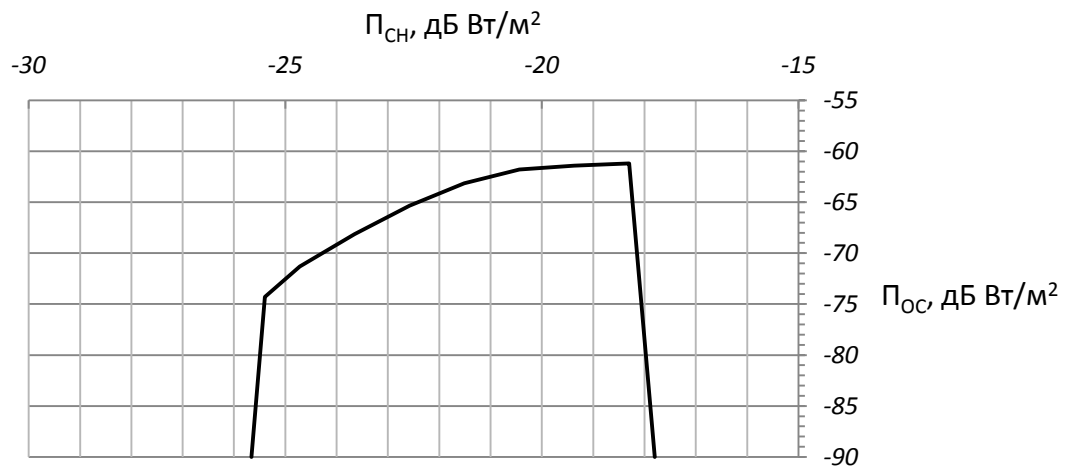


Рис. 2.55. Экспериментальная амплитудная характеристика полоскового мостового ПР

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 ОС.

С точки зрения теории линий передач наилучшее значение R_{A1} антенны СН будет достигнуто при равенстве сопротивления излучения этой антенны $R_{A1}(\omega_{CH})$

и ее нагрузки, равной сопротивлению системы ПГ в точках АС (рис. 2.45), которое обозначим $R_{AC}(\omega_{CH})$. Отметим, что сопротивление системы ПГ на частоте сигнала накачки $R_{ПГ}(\omega_{CH})$ зависит от уровня СН, т.е. хорошее согласование в тракте СН может быть достигнуто при определенном значении уровня СН. Это хорошо видно из зависимости сопротивления системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки от величины ЭДС, которая использовалась для вычисления АХ. График зависимости сопротивления системы параметрических генераторов от относительной величины накачки ($U_{отн} = U_{CH}/U_{CHmax}$) представлен на рис. 2.56.

На рис. 2.56 так же видно, что существует влияние R_{A2} на величину сопротивления нелинейного элемента $R_{AC}(\omega_{CH})$.

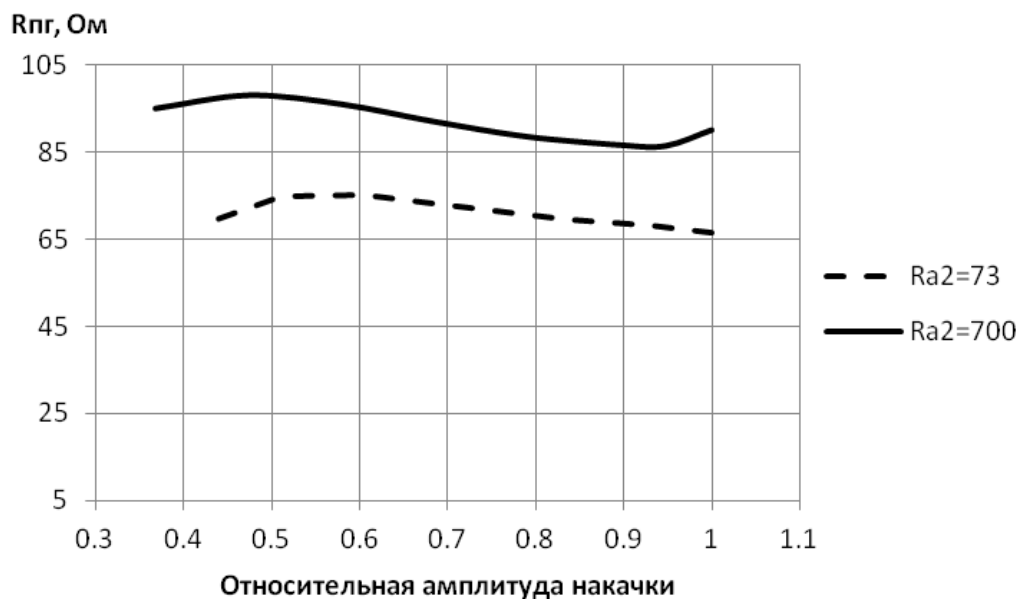


Рис. 2.56. Сопротивление системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки при различных R_{A2}

Для тракта ОС наилучшее значение R_{A2} так же будет при равенстве сопротивления излучения антенны ОС $R_{A2}(\omega_{OC})$ и ее нагрузки, то есть сопротивления системы ПГ на частоте ОС между точками В и D (рис. 2.47), которое обозначим $R_{BD}(\omega_{OC})$. Однако следует иметь в виду, что при выполнении условия $R_{A2}(\omega_{OC}) = R_{BD}(\omega_{OC})$, необходимо учитывать, что $R_{BD}(\omega_{OC})$ зависит от

$R_{A2}(\omega_{OC})$, 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 рис. 2.57, 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 K , равный отношению потоков P_{OC} и P_{CH} ($K = P_{OC}/P_{CH}$) достигает максимального значения $K_{MAX} = -34,3$ дБ при $R_{A2} \approx 700$ Ом.

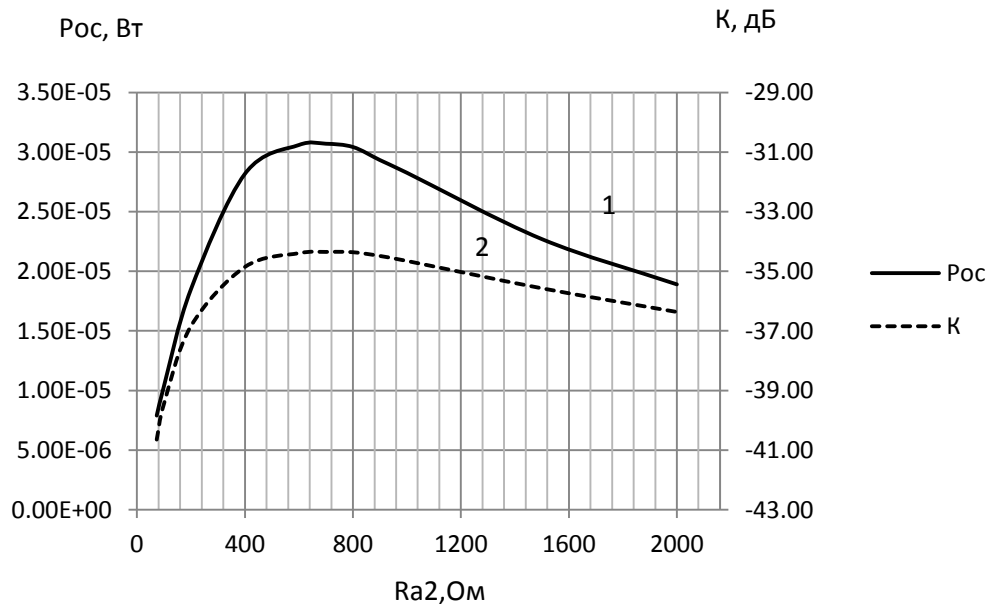


Рис. 2.57. Зависимость P_{oc} мощности ОС и коэффициента преобразования K от сопротивления R_{A2} при $R_{A1}=73$ Ом

Таким образом, задача оптимизации параметров мостового ПР следует рассматривать как задачу создания конструкции мостового ПР с антенной ЗС с сопротивлением $R_{A1} = 73$ Ом и антенной ОС с сопротивлением $R_{A2} \approx 700$ Ом.

Представляет большой интерес реализовать конструкцию полоскового мостового ПР.

Проблема реализации мостового ПР с полосковыми антеннами ЗН и ОС заключается в том, что в его конструкции четыре, гальванически не связанных полюса, а полосковая конструкция антенн ЗС и ОС предполагает наличие общей земли и, соответственно, объединение двух полюсов. Конструктивное решение данной задачи возможно на основе использования в качестве антенны ОС двух, последовательно – соединенных полосковых антенн. Структурная схема такого полоскового мостового ПР представлена на рис. 2.58.

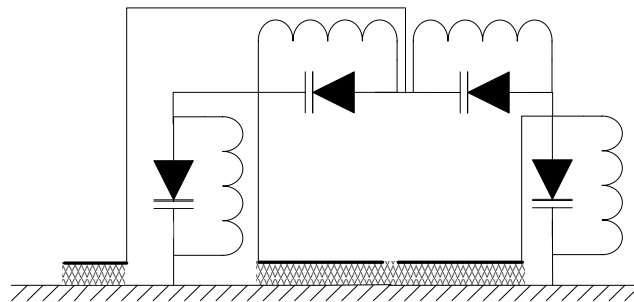


Рис. 2.58. Структурная схема полоскового мостового ПР

Таким образом реализация мостового полоскового ПР связана с задачей реализации полосковой антенны ЗС с сопротивлением $R_{A1} = 73 \text{ Ом}$ и решеткой из двух, последовательно включенных, полосковых антенн общим сопротивлением $R_{A2} \approx 700 \text{ Ом}$. Соответственно каждая антенна имеет сопротивление 350 Ом . Ширина полосковых резонаторов, как и в предыдущем разделе, рассчитывалась по методике известной по [105].

Коэффициент усиления антенны ЗС, как и для трехгенераторного полоскового ПР, примерно 6 дБ, сопротивление каждой из антенн ОС примерно 5 дБ, учитывая их ортогональное расположение общий коэффициент усиления можно принять примерно равным так же 6,5 дБ.

Рассчитанная амплитудная характеристика полоскового мостового ПР с указанными параметрами антенн представлена на рис. 2.59. Для сравнения на рисунке приведена амплитудная характеристика мостового ПР с дипольными антеннами. Полосковая конструкция отличается лучшим образом, как по уровню ОС (больше на $\sim 20 \text{ дБ}$) так и по началу момента генерации (разница $\sim 3 \text{ дБ}$).

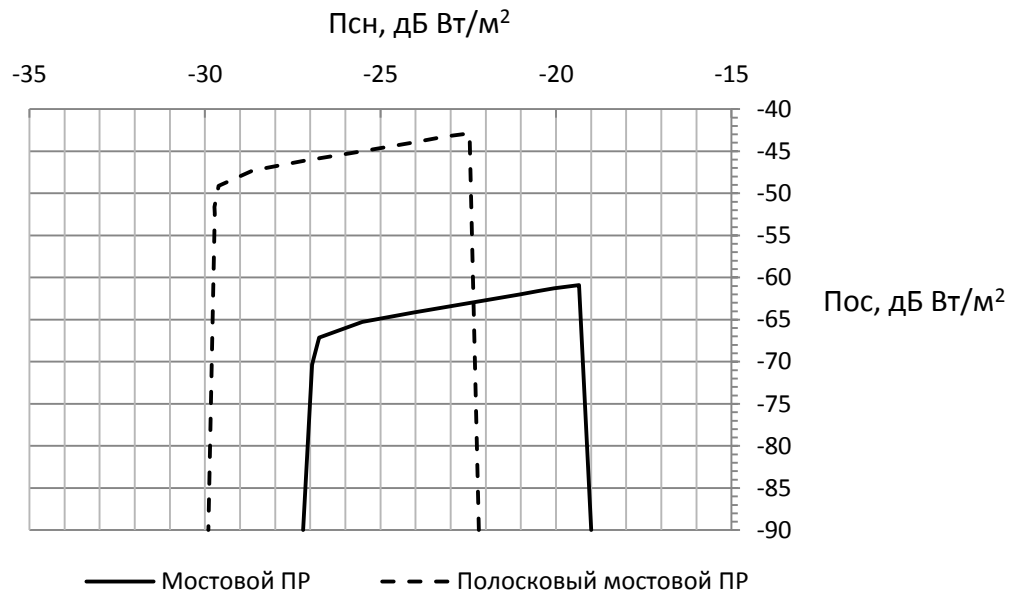


Рис. 2.59. Рассчитанные амплитудные характеристики мостового ПР в дипольном и полосковом исполнении

Таким образом, мостовой ПР в полосковом исполнении оказался наилучшим ПР с точки зрения максимального уровня ОС чем в дипольном.

2.4. Выводы по главе 2

1. Выполнено моделирование параметрических рассеивателей:

- дипольных параметрических рассеивателей с нагрузкой в виде двух, соединенных последовательно субгармонических параметрических генераторов, с перекрывающимися частотными полосами;
- дипольных параметрических рассеивателей с нагрузкой в виде трех, соединенных последовательно субгармонических параметрических генераторов, с перекрывающимися частотными полосами;
- параметрических рассеивателей — четырехполюсников с нагрузкой в виде четырех, соединенных в виде мостовой схемы субгармонических параметрических генераторов, с перекрывающимися частотными полосами;

- полосковых параметрических рассеивателей – четырехполюсников с нагрузкой в виде четырех, соединенных в виде мостовой схемы субгармонических параметрических генераторов, с перекрывающимися частотными полосами.
2. Предложено антенну в эквивалентной схеме параметрического рассеивателя представлять в виде последовательного электрического контура, такое представление антенны позволяет выполнять математическое моделирование параметрических рассеивателей - четырехполюсников, содержащих две антенны, настроенные на частоты сигнала накачки и ответного сигнала.
 3. При помощи разработанных теоретических моделей параметрических рассеивателей выполнены численные эксперименты по исследованию частотных, амплитудных, фазовых и временных свойств широкополосных параметрических рассеивателей.
 4. Рассмотрены методы формирования моделей нелинейных схем и сделан выбор вида модели ПР.
 5. Определена аппроксимирующая функция нелинейного элемента – варактора, удобная и достаточно точная для задач моделирования параметрических рассеивателей.
 6. Выполнено моделирование параметрических рассеивателей в виде двухполюсников:
 - дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на один параметрический генератор;
 - дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на два параметрических генератора;
 - дипольного параметрического рассеивателя, нагруженного на три параметрических генератора.
 7. Выполнено моделирование параметрических рассеивателей в виде четырехполюсников:
 - параметрического рассеивателя – четырехполюсника, нагруженного на два параметрических генератора;

- параметрического рассеивателя – четырехполюсника, нагруженного на три параметрических генератора;
 - мостового параметрического рассеивателя.
8. На основе модельного эксперимента установлено, что увеличение числа параметрических генераторов в нагрузке дипольных параметрических рассеивателей приводит к увеличению максимально-возможного уровня ответного сигнала и уровню сигнала накачки необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя.
 9. На основе модельного эксперимента установлено, что новая конструкция параметрического рассеивателя с мостовой нагрузкой из 4-х параметрических генераторов обладает лучшими показателями как по уровню ответного сигнала, так и минимальному уровню сигнала накачки необходимому для возбуждения параметрического рассеивателя.
 10. Установлено, что параметрический рассеиватель – четырехполюсник, нагруженный на два или три параметрических генератора по эффективности незначительно превышает дипольный параметрический рассеиватель, нагруженный на один параметрический генератор. Данные конструкции можно рассматривать как путь перспективный для реализации их антенных систем в полосковом исполнении, но с недостаточным коэффициентом преобразования энергии сигнала накачки в энергию ответного сигнала. С этой точки зрения следует искать лучшие технические решения, приспособленные для реализации с применением полосковой технологии.
 11. Установлено, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала целесообразно делать достаточно интенсивными, что позволяет существенно сократить переходные процессы при возбуждении ответного сигнала, что объясняется тем, что синхронизирующий сигнал как-бы «подготовит» параметрический контур к возбуждению и существенно сократит переходные процессы при возбуждении ответного сигнала в параметрическом рассеивателе. На основе данного эффекта предложен метод формирования прямоугольных радиоимпульсов ответного сигнала, по которому перед облучением

параметрического рассеивателя прямоугольным радиоимпульсом сигнала накачки он облучается коротким синхронизирующим сигналом с частотой ответного сигнала и амплитудой в Q раз меньше амплитуды радиоимпульса сигнала накачки, где Q – добротность параметрического контура.

12. Для параметрических рассеивателей, как с одним, так и с несколькими параметрическими генераторами в нагрузке установлено, что при воздействии на них сигнала накачки в виде ЛЧМ радиоимпульса происходит его адекватное преобразование в ЛЧМ радиоимпульс ответного сигнала, который может быть подвергнут компрессии в согласованном фильтре приемника.
13. Результаты математического моделирования находятся в хорошем качественном и удовлетворительном количественном соответствии с результатами натурных экспериментов, что говорит о хорошей валидности разработанных моделей параметрических рассеивателей.

3. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей

В данном разделе представлены результаты натурных экспериментов различных конструкций ПР опубликованные автором в [107], [108], [109], [110], [111].

Целью экспериментального исследования было изучение свойств новых конструкций ПР. Так же измерялись характеристики хорошо известных ПР для сравнения и обеспечения преемственности результатов исследований ПР. Исследования выполнялись для непрерывного СН, который излучался в диапазоне 800 МГц.

В патентах [69], [71] предложены новые конструкция ПР в виде четырехполосников, переизлучающего ОС на частоте половинной субгармоники ЗС. Конструкция ПР – четырехполосника предложена исходя из анализа процессной модели параметрического рассеивателя и как результат успешного применения для нелинейных рассеивателей - маркеров, использующих в качестве ОС вторую гармонику ЗС [40].

Конструкция ПР, предложенная в патентах [69], [71] не проходила апробацию, хотя ее преимущества очевидны: появляется возможность независимо подключать и настраивать антенну, принимающую ЗС, и антенну, переизлучающую ОС.

Нами были проведены экспериментальные исследования конструкции ПР, предложенной в [109], [110] для проверки ее работоспособности. Из-за особенностей имеющегося измерительного оборудования был использован частотный диапазон по ЗС в области 800 МГц.

Кроме того, представляло интерес рассмотреть возможности увеличения полосы ПР, в которой происходит генерация ОС. В [57] экспериментально обнаружено, что у дипольного ПР, нагруженного на два последовательно соединённых ПГ полоса генерации расширилась на 30 %. Поэтому были продолжены исследования дипольных двухгенераторный ПР и исследован дипольный трехгенераторный ПР [109].

3.1. Объекты исследования.

В качестве объектов экспериментальных исследований были выбраны как традиционные объекты исследований ПР, так и новые оригинальные конструкции.

Первым объектом являлся диполь, нагруженный на одиночный параметрический контур, образованный полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки (фото на рис. 3.1), исследованный в [39]. В качестве диода, как и в [39] использовался высокочастотный диод ДЗ11. Диполь и дужка индуктивности изготавливались из медной проволоки $\varnothing 2\text{мм}$.

Вторым исследованным объектом являлся предложенный в [57] диполь, нагруженный на два, последовательно включенных, аналогичных контура (фото на рис. 3.2). Для уменьшения взаимного влияния индуктивности были ориентированы в ортогональных плоскостях.



Рис. 3.1. ПР в виде диполя, нагруженного на одиночный параметрический контур, образованный полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки



Рис. 3.2. ПР в виде диполя, нагруженного на два, последовательно включенных параметрических контура, образованных полупроводниковым диодом и проволочной индуктивностью в виде дужки

Так же, были рассмотрены новые объекты исследования. Первым из них был рассмотрен дипольный трехгенераторный ПР, структурная схема и фото которого представлены на рис. 3.3. В качестве диодов так же использовался высокочастотный диод Д311, диполь и дужки индуктивностей изготавливались из медной проволоки $\varnothing 2\text{мм}$. Индуктивности данного ПР ориентировались в ортогональных плоскостях для уменьшения взаимного влияния.

Вторым из новых объектов исследования является мостовой ПР, предложенный в [69]. Структурная схема мостового ПР представлена на рис. 2.46, фотография мостового ПР представлены на рис. 3.4. Как и в прежних случаях, в качестве диодов так же использовался высокочастотный диод Д311, диполь и дужки индуктивностей изготавливались из медной проволоки $\varnothing 2\text{мм}$, индуктивности ориентировались в ортогональных плоскостях для уменьшения взаимного влияния.

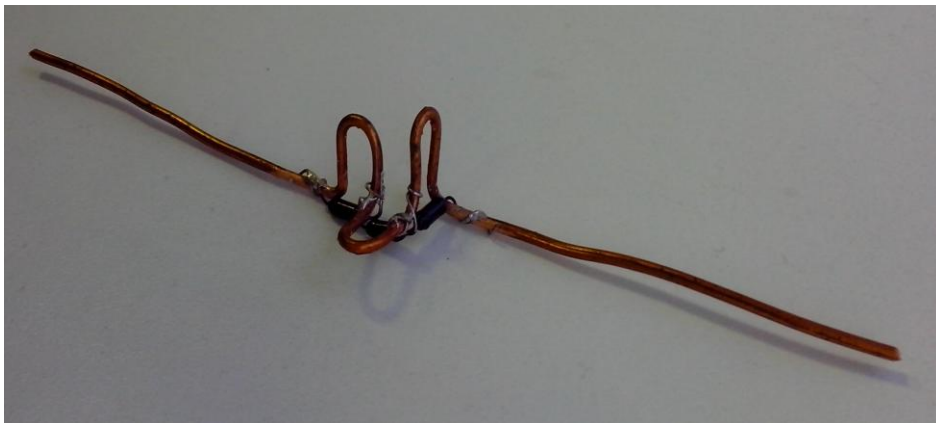


Рис. 3.3. Дипольный трехгенераторный параметрический рассеиватель

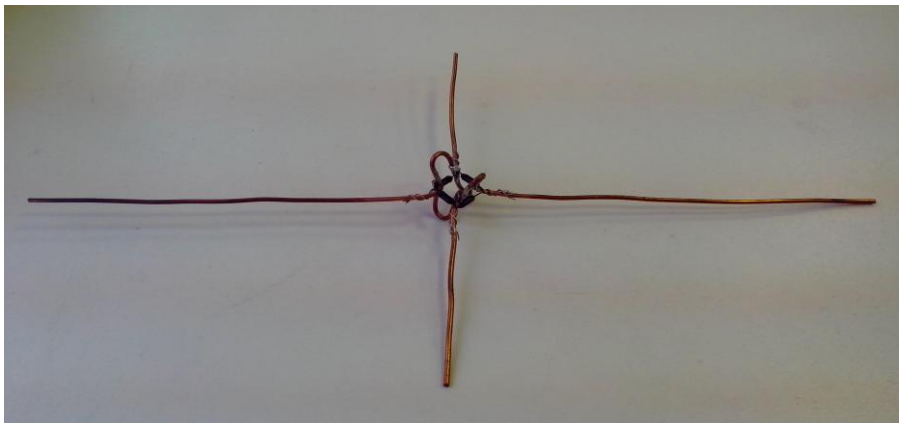


Рис. 3.4. Мостовой параметрический рассеиватель с дипольными антеннами

Помимо традиционных двухполюсных и новых четырехполюсных конструкций с дипольными антеннами вызывает большой интерес исследование принципиально новых - полосковых конструкций ПР.

Нами был предложен [110] трехгенераторный полосковый ПР (рис. 3.5). Полосковый ПР представляет из себя ПР - четырехполюсник у которого антенна СН нагружена на три последовательно соединенных параметрических контура, а антенна ОС нагружена на один из крайних параметрических контуров (см. структурную схему полоскового трехгенераторного ПР на рис. 2.45). Заметим, что данная схема ПР может быть реализована только для полоскового исполнения антенн СН и ОС, так как они имеют один общий полюс – металлический экран.

Конструктивно полосковый трехгенераторный ПР реализован как два расположенных рядом друг за другом полосковых антенны в виде полуволновых резонаторов. При этом указанные антенны разделены двумя последовательно соединенными параметрическими контурами. Третий параметрический контур одним полюсом соединен с входом антенны ОС, а вторым полюсом соединен с металлическим экраном. Полосковые антенны выполнены на диэлектрической подложке из пенопласта ($\epsilon \approx 1$).

При анализе эквивалентной схемы трехгенераторный ПР, выполненном в разделе 2, было показано, что желаемые значения сопротивления антенны СН составляет $R_{A1}=73$ Ом, а антенны ОС $R_{A2}=650$ Ом. При данных значениях максимизируется максимально-возможный уровень ОС.

По известным значениям R_{A1} и $R_{A2}=650$ О в соответствии с [105] можно определить ширину полосковых полуволновых резонаторов. Сопротивление антенны связано с шириной полоскового резонатора b как:

$$b = 60\lambda / R_A.$$

Для СН с частотой 800 МГц $\lambda=0,375$ м. Соответственно для антенны СН с сопротивлением 73 Ом величина $b_{CH}=0,308$ м.

Для ОС с частотой 400 МГц $\lambda=0,75$ м. Соответственно для антенны СН с сопротивлением 650 Ом величина $b_{OC}=0,069$ м.

В соответствии с рекомендацией [105] длина l резонаторов антенн СН и ОС была принята с укорочением и составляла $l = 0,49\lambda$, соответственно для СН $l_{CH} = 0,1837\text{м}$, для ОС $l_{OC} = 0,3675\text{м}$.

Фото экспериментального макета полоскового трехгенераторного ПР представлено на рис. 3.5. Поляризации антенн ЗС и ОС линейны и колинеарны.

Следует отметить, что для проверки работоспособности полоскового трехгенераторного ПР нами были выбраны самые распространенные полосковые антенны в силу своей простоты. Очевидно могут быть использованы и другие типы полосковых антенн, в частности аналогичные антенны с диэлектриком с более высокой диэлектрической проницаемостью.



Рис. 3.5. Полосковый трехгенераторный ПР

Еще одной исследованной конструкцией из возможных конструкций полосковых ПР был мостовой полосковый ПР. Структурная схема такого полоскового мостового ПР представлена на рис. 2.58. Анализ эквивалентной схемы мостового ПР показал, что с точки зрения максимизации максимального уровня ОС наиболее предпочтительными сопротивлениями антенн СН и ОС являются значения $R_{A1} = 73 \text{ Ом}$ для антенны СН и $R_{A2} \approx 700 \text{ Ом}$ для антенны ОС. Как уже отмечалось во 2-м разделе проблема реализации мостового ПР с полосковыми антеннами СН и ОС заключается в том, что в его конструкции четыре, гальванически не связанных полюса, а полосковая конструкция антенн ЗС и ОС предполагает наличие общей земли и, соответственно, объединение двух полюсов. Поэтому в качестве антенны ОС используются последовательная решетка из 2-х последовательно – соединенных полосковых антенн. Отметим, что

в принципе можно разработать конструкцию мостового полоскового ПР у которого таким образом будут реализованы антенны СН.

По известным значениям R_{A1} и $R_{A2}=700 \text{ О}$ в соответствии с [105] можно определить ширину полосковых полуволновых резонаторов аналогично случаю полоскового трехгенераторного ПР. Сопротивление антенны СН связано с шириной полоскового резонатора b как:

$$b_{CH} = 60\lambda_{CH}/R_{A1}$$

и так же, как и для полоскового трехгенераторного ПР равно $b_{CH}=0,308\lambda$.

Для системы из двух последовательно - включенных одинаковых антенн ОС с общим сопротивлением 700 Ом каждая антенна должна иметь входное сопротивление равное 350 Ом . Соответственно ширина каждого из двух резонаторов, образующих антенну ОС будет равна $0,1286\lambda$.

Как и в предыдущем случае длина l резонаторов антенн СН и ОС была принята с укорочением и составляла $l = 0,49\lambda$, соответственно для СН $l_{CH} = 0,1837\lambda$, для ОС $l_{OC} = 0,3675\lambda$.



Рис. 3.6. Полосковый мостовой ПР

Особенностью конструкции явилось то, что для подключения антенн полоскового мостового ПР к системе из четырех ПГ излучатели антенны ОС на концах имеют клиновидную форму (см. фото экспериментального макета на рис. 3.6). Поляризации антенн ЗС и ОС линейны и ортогональны. Заметим, что

полосковые ПР оказались достаточно простыми и малозатратными в изготовлении.

3.2. Описание экспериментальной установки, методик измерений и калибровки

С целью экспериментальной апробации предложенных конструкций ПР был проведен ряд натурных экспериментов. В качестве ЗС выступал непрерывный сигнал в диапазоне частот 770 – 810 МГц, ОС принимался на частоте половинной субгармоники ЗС. Блок схема измерительной установки представлена на рис. 3.9.

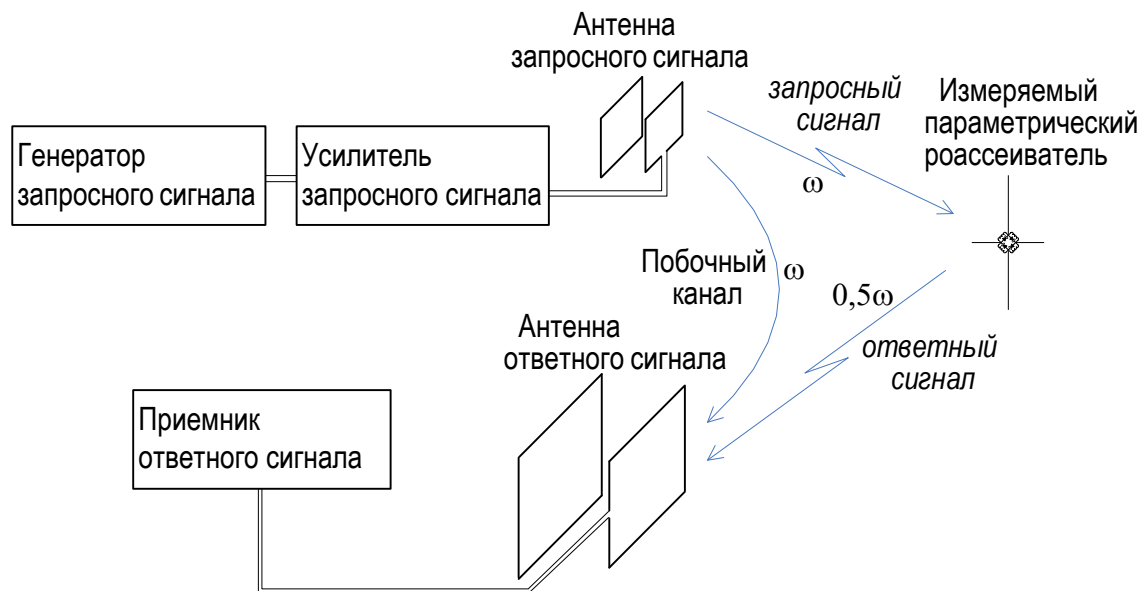


Рис. 3.9. Схема измерительной установки

В качестве генератора ЗС использовался генератор Г4-139 или измерительный генератор R&S®SMJ100A, усилителем ЗС выступал внешний усилительный блок генератора Г4-128, антенны ЗС и ОС были изготовлены по конструкции «двойной квадрат» [112]. Поляризация антенны ОС была вертикальной, антенны ЗС – горизонтальной. Приемником ОС выступал спектр-анализатор R&S PR100. Особенностью методики измерений являлось то, что одновременно фиксировались интенсивности и ОС и ЗС на его входе. ЗС попадал на вход спектр-анализатора R&SPR100 по побочному каналу через антенну ОС.

Калибровки измерительного стенда выполнялась методом замещения. Блок схема измерительной установки при калибровке на частоте ЗС представлена на рис. 3.10.

Для калибровки на частоте ЗС 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 ЗС при включенном генераторе ЗС. Известные калибровочные характеристики антенны позволили пересчитать это значение в величину интенсивности волны ЗС, падающей на калибровочную антенну $P_{ЗС\text{ КАЛ}}$. Далее приемник отключался от калибровочной антенны и подключался к измерительной антенне ОС стенда. Приемник ОС настраивался на частоту ЗС и фиксировал значение ЗС на своем входе $P_{ЗС\text{ КАЛ}}$.

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

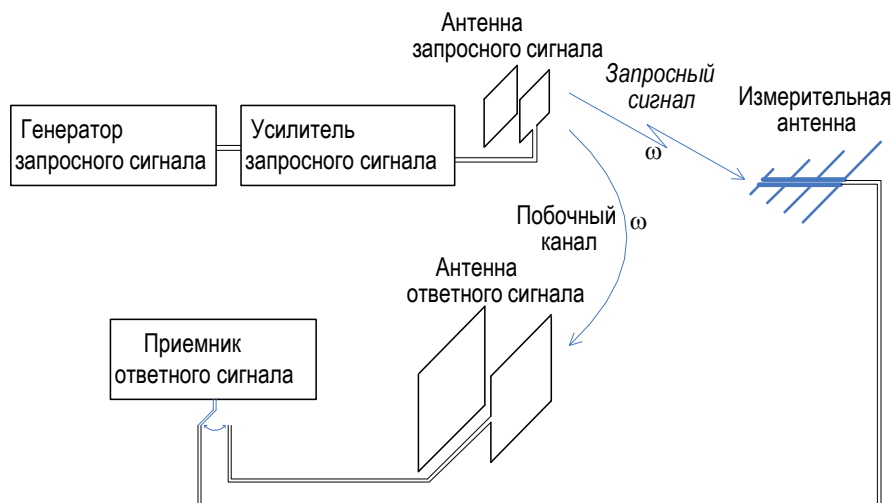


Рис. 3.10. Схема установки для проведения калибровки на частоте ЗС

Результатом калибровки на частоте ЗС является получение соответствия величины $\Pi_{ЗС\text{ КАЛ}}$ - интенсивности волны ЗС в месте предполагаемого расположения измеряемого ПР и величины $P_{ЗС\text{ КАЛ}}$ - уровня мощности ЗС фиксируемого на входе приемника по побочному измерительному каналу. Эти две величины позволяют вычислить калибровочный коэффициент на частоте ЗС как:

$$K_{ЗС\text{ КАЛ}} = \Pi_{ЗС\text{ КАЛ}} - P_{ЗС\text{ КАЛ}}. \quad (3.1)$$

При измерениях искомая величина $\Pi_{ЗС}$ интенсивности волны ЗС падающей на измеряемый ПР определяется по измеренному значению величины $P_{ЗС}$ - уровня мощности ЗС зафиксированного на входе приемника по побочному измерительному каналу

$$\Pi_{ЗС} = P_{ЗС} + K_{ЗС\text{ КАЛ}}. \quad (3.2)$$

Блок схема измерительной установки при калибровке на частоте ОС представлена на рис. 3.11.

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

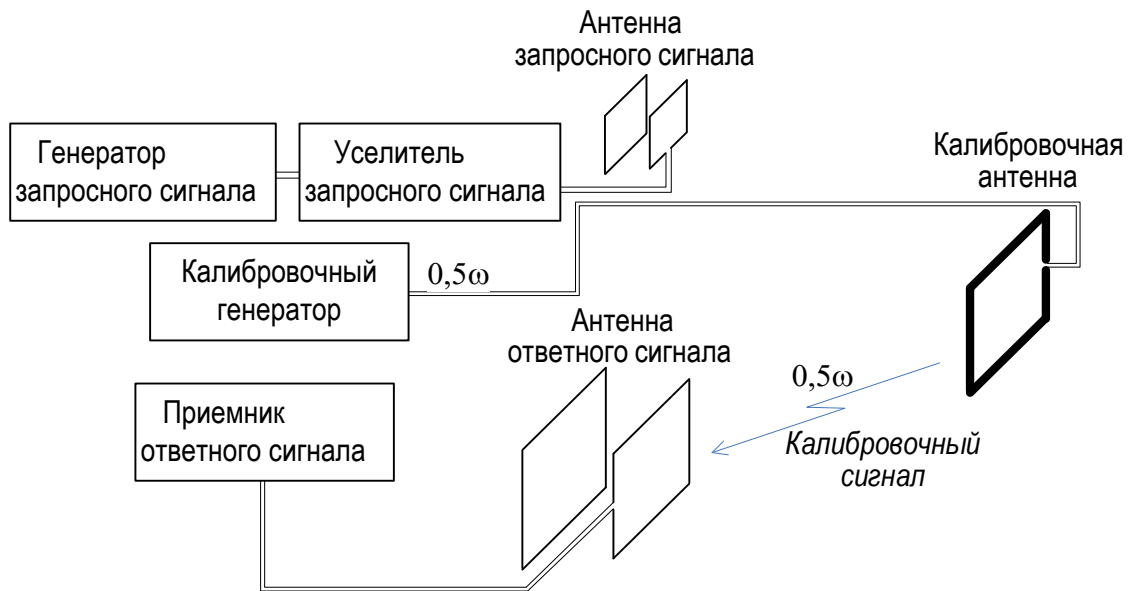


Рис. 3.11. Схема установки для калибровки на частоте ОС

Задачей калибровки является вычисление величины $\Pi_{\text{ОС КАЛ}}$ - интенсивности волны на частоте ОС которую калибровочная антенна формирует на расстоянии 1 метр в направлении измерительной антенны ОС.

Эта величина определяется как:

$$\Pi_{\text{ОС КАЛ}} = P_{\text{ОС ГЕН}} G_{\text{ОС КАЛ}} / 4\pi ,$$

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

Кроме того на входе приемника измерительного стенда фиксируется значение мощности $P_{\text{ОС КАЛ}}$ на частоте ОС, принимаемой антенной ОС стенда.

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

$$K_{\text{ОС КАЛ}} = \Pi_{\text{ОС КАЛ}} - P_{\text{ОС КАЛ}} . \quad (3.3)$$

Таким образом, калибровка измерительного стенда методом замещения позволила нам корректно вычислить амплитудные характеристики исследуемых конструкций параметрических рассеивателей.

Процедура измерений была достаточно проста. Генератор, приемник и управляющий ими оператор размещались в экранной комнате позади рефлекторов излучающей и приемной антенн стенда. В помещении, где проводились измерения отсутствовал персонал и не работало другое научное оборудование.

Измерения сводились к следующим процедурам:

- 1) Диапазон 385 – 405 МГц (диапазон излучения ОС) был исследован на присутствие помех.
- 2) Исследовались частотные характеристики исследуемого ПР, выбирался диапазон изменений в котором с одной стороны уровень ОС сигнала был достаточно интенсивным, а с другой стороны, отсутствовали помехи.
- 3) Оператор изменял уровень СН, при этом на индикаторе приемника одновременно фиксировались уровни принимаемых сигналов на частотах СН и ОС. Области возбуждения и срыва колебаний исследовались с уменьшенным шагом измерений.
- 4) Исследованные зависимости были пересчитаны в единицы размерности плотности потока мощности (дБ Вт/м^2) и построены их амплитудные характеристики.

3.3.Результаты экспериментальных измерений

Измерения параметров нелинейного рассеяния на частоте субгармоники СН выполнялось для непрерывно излучаемого СН с частотой 800 МГц. Частота ОС, соответственно, была равна 400 МГц. Частота СН выбиралась исходя из существующей помеховой обстановки в лаборатории, ОС всегда фиксировался на несколько порядков больше, чем уровень шумов спектр-анализатора. Относительная ошибка измерений всегда была не хуже чем 0,1 дБ, в уровне ОС

флюктуаций не наблюдалось. Измерения проводились по методике, изложенной в [87].

В процессе исследования были установлено, что одноконтурный ПР может генерировать ОС в полосе $\sim 8.1\%$, двухгенераторный в полосе порядка 18% ; для трехгенераторного ПР полоса генерации ОС составила 34% . Хорошо зарекомендовала себя мостовая схема, на ней удалось установить полосу генерации ОС до $35\% F_{OC}$. Проведенный эксперимент показал, что увеличение числа ПГ в нагрузке ПР можно рассматривать как путь расширения полосы генерации ОС, например, для использования ЗС с линейной частотной модуляцией.

На рис. 3.12 представлены графики экспериментально измеренных АХ для исследованных дипольных, двухполюсных конструкций ПР.

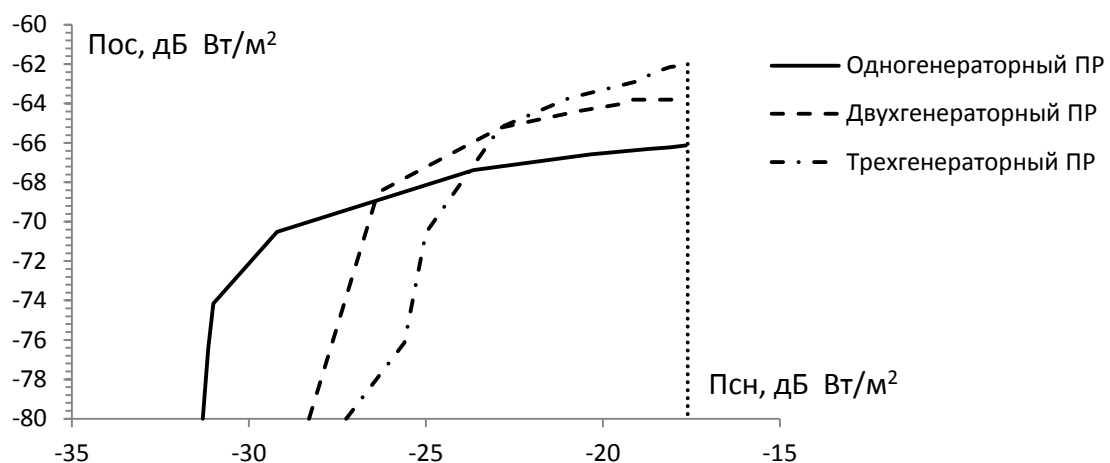


Рис. 3.12 Семейство амплитудных характеристик различных конструкций ПР полученных экспериментальным путем

Самым эффективным по максимальному уровню ОС, оказался трехгенераторный ПР. Динамический диапазон, в котором наблюдалась генерация ОС составил примерно $14,5$ дБ, максимальный уровень на $3,8$ дБ превысил уровень максимального ОС для дипольного ПР, нагруженного на один ПГ. При этом на последнем участке уровень ОС пришел в насыщение.

Сравнивая дипольные ПР можно отметить тенденцию, что увеличение числа ПГ в нагрузке приводит к увеличению минимального уровня ЗС, 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 дБ Вт/м, при котором генерация ОС еще наблюдалась для всех исследованных дипольных ПР.

Измерения АХ полоскового трехгенераторного ПР выполнялось в тех же условиях, что и измерения АХ дипольных ПР. Поляризации излучающей и приемной антенн измерительного стенда были горизонтальными.

Измеренная АХ полоскового трехгенераторного ПР представленная на рис 3.13.

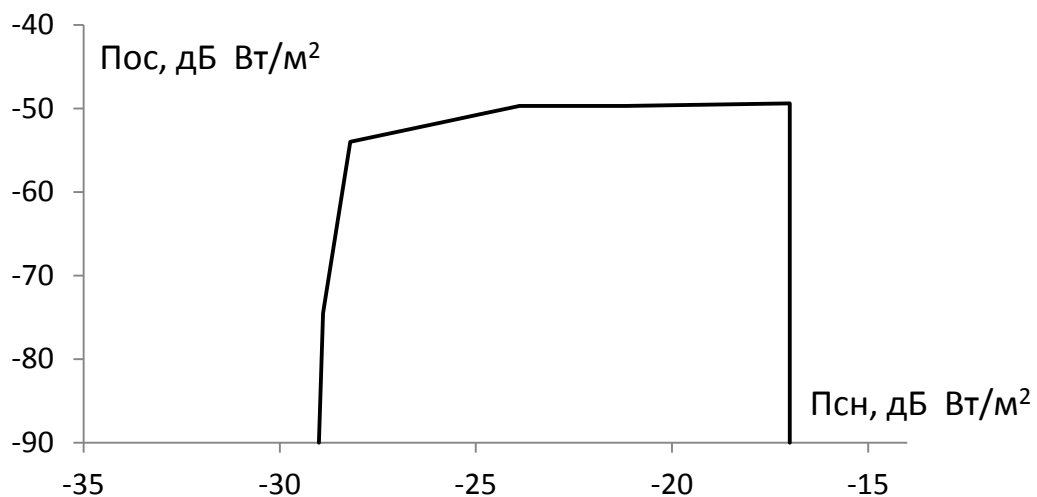


Рис. 3.13. Амплитудная характеристика полосковой конструкции трехгенераторного ПР

У мостовых ПР, как с проволочными дипольными антеннами, так и с полосковыми антеннами, поляризации антенн СН и ОС ортогональны. Поэтому измерительный стенд был перенастроен (была изменена на вертикальную поляризация приемной антенны стенда). Соответственно были повторно выполнены калибровки антенн стенда.

На рис. 3.14 представлены АХ мостового ПР с проволочными дипольными антеннами и с полосковыми антеннами.

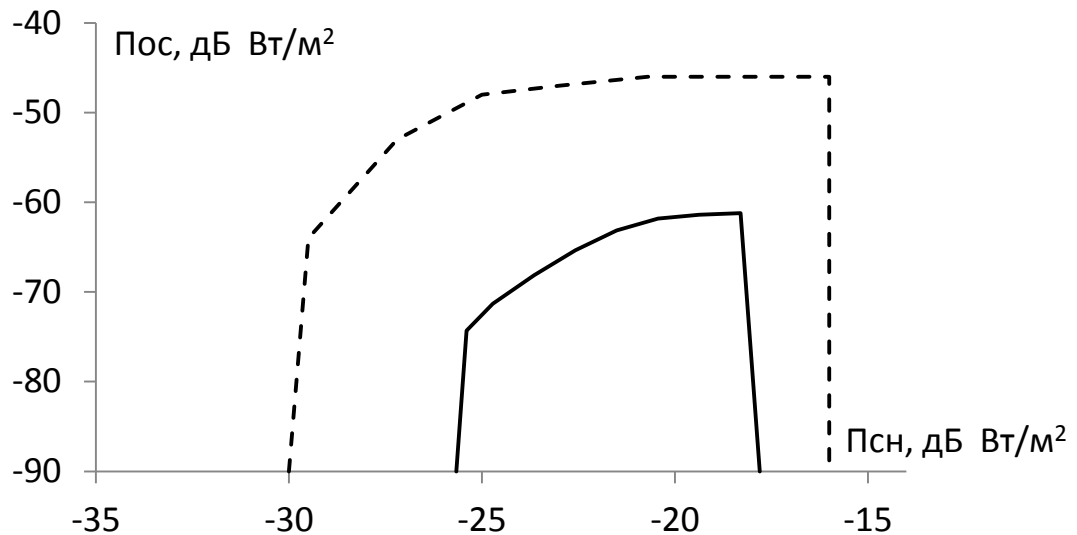


Рис. 3.14. Амплитудные характеристики мостового ПР с дипольными антеннами (сплошная линия) и полоскового мостового ПР (пунктир)

Из рис. 3.14 видно, что АХ полоскового мостового ПР и АХ дипольного мостового ПР близки по форме. В то же время из вида АХ следует, что полосковый мостовой ПР эффективнее мостового ПР с дипольными антеннами. Это определяется следующими факторами: во - первых коэффициенты усиления полосковых антенн выше, чем у дипольных, во-вторых антенна ОС для полоскового мостового ПР лучше согласована с системой ПГ. А результате момент начала генерации у полоскового мостового ПР наступает на 4 дБ раньше (что соответствует разнице в коэффициентах усиления антенн СН), а максимальный уровень ОС для полоскового мостового ПР больше примерно на 17 дБ.

3.4. Сравнение результатов численных и натуральных экспериментов с параметрическими рассеивателями – четырехполюсниками

Целесообразно выполнить сравнение результатов натуральных и численных экспериментов с ПР – четырехполюсниками. Измеренные и вычисленные АХ представлены на рис. 3.15.

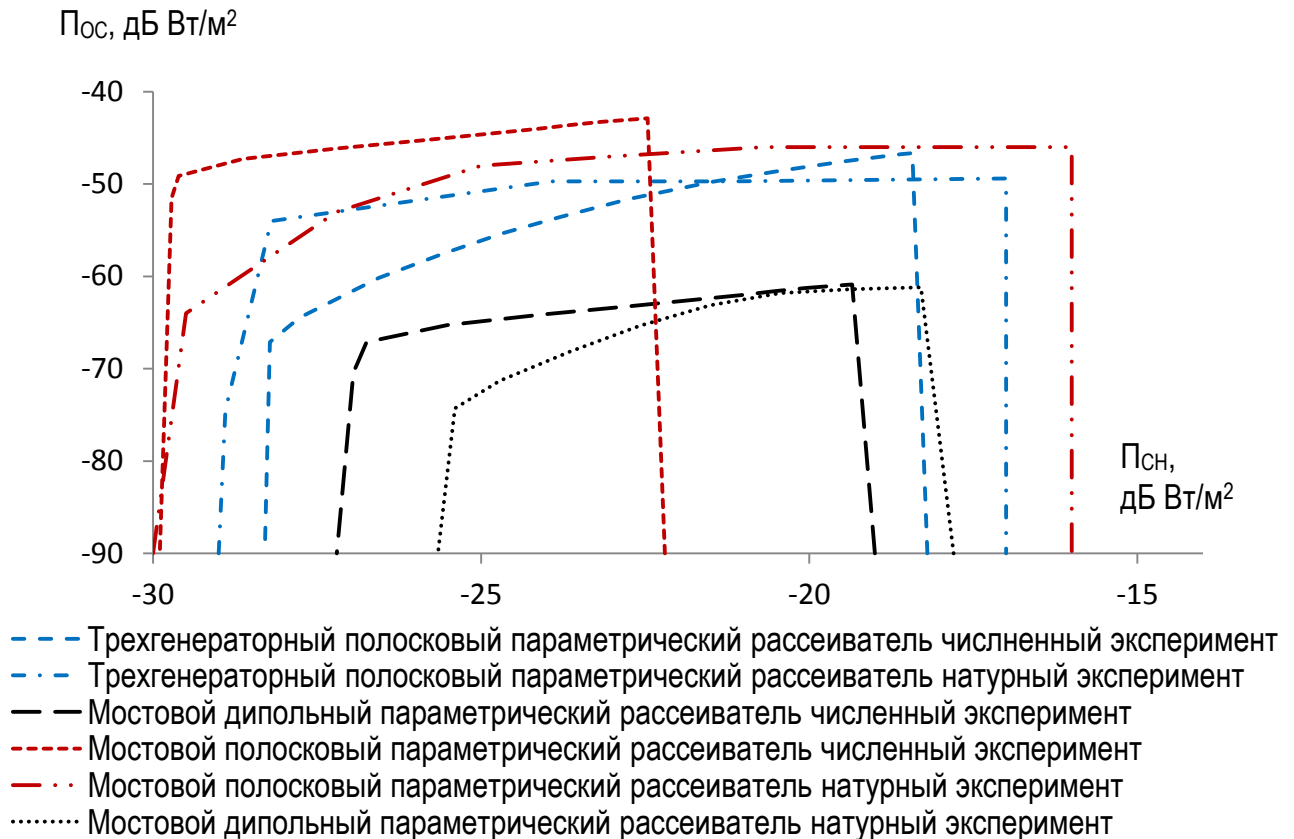


Рис. 3.15. Рассчитанные и измеренные экспериментально амплитудные характеристики параметрических рассеивателей - четырехполюсников.

На основе анализа кривых на рис 3.15 можно сделать ряд выводов:

- 1) Наблюдается хорошее соответствие и подобие АХ полученных при помощи численного и натурального экспериментов, что говорит об успешной верификация разработанных математических моделей ПР;
- 2) Успешная верификация математических моделей позволяет расширить области исследований ПР на основе более широкого использования численных экспериментов;

- 3) Использование систем из ПГ в нагрузке ПР открывает возможности для построения ПР – четырехполюсников, при этом разработанные математические модели позволяют выполнять оптимизацию параметров их конструктивных элементов, в частности сопротивлений излучения антенн;
- 4) Для ПР – четырехполюсников могут быть реализованы антенны ПР различной конструкции, в частности с ортогональными поляризациями;
- 5) Полосковые конструкции ПР показали хорошую эффективность, что говорит о перспективе их использования в качестве пассивных радиомаркеров, размещающихся непосредственно на объектах.

3.5.Выводы по главе 3

- 1) Создан измерительный стенд, позволяющий измерять амплитудные характеристики различных конструкций параметрических рассеивателей в диапазоне частот сигнала накачки 770 – 810 МГц, отличающийся тем, что позволяет одновременно фиксировать интенсивность зондирующего сигнала и ответного сигнала на входе измерительного приемника.
- 2) Разработана методика калибровок измерительного стенда и измерений амплитудных характеристик, исследуемых конструкций параметрических рассеивателей с учетом измерений уровня сигнала накачки по побочному каналу, позволяющая пересчитать принимаемое значение мощности зондирующего сигнала в величину интенсивности волны зондирующего сигнала падающей на калибровочную антенну.
- 3) Выполнены экспериментальные исследования традиционных конструкций параметрических рассеивателей в виде диполей, нагруженных на один и два, последовательно соединенных, параметрических генератора.
- 4) Выполнены экспериментальные исследования новых конструкций параметрических рассеивателей в виде диполя, нагруженного на три, последовательно соединенных параметрических генератора, и мостовой схемы

параметрического рассеивателя состоящей из четырех параметрических генераторов, соединенных по мостовой схеме, диагонали которого подключены к антеннам сигнала накачки и ответного сигнала.

5) Выполнены экспериментальные исследования новых полосковых конструкций параметрических рассеивателей в виде полосковой антенны, нагруженной на три, последовательно соединенных параметрических генератора, и мостовой схемы параметрического рассеивателя состоящей из четырех параметрических генераторов, соединенных по мостовой схеме, диагонали которого подключены к антеннам сигнала накачки и ответного сигнала.

6) Установлено, что новая конструкция параметрического рассеивателя с мостовой нагрузкой из 4-х параметрических генераторов обладает лучшими показателями как по уровню ответного сигнала, так и минимальному уровню сигнала накачки необходимому для возбуждения параметрического рассеивателя.

7) Эксперимент показал, что увеличение числа параметрических генераторов в нагрузке параметрического рассеивателя можно рассматривать как возможный путь расширения полосы генерации, при этом с числом параметрических генераторов в нагрузке растет и уровень максимально-возможного ответного сигнала и уровень сигнала накачки необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя.

8) Установлено, что новая конструкция полоскового параметрического рассеивателя с мостовой нагрузкой из 4-х параметрических генераторов обладает лучшими показателями как по уровню ответного сигнала, так и минимальному уровню сигнала накачки необходимому для возбуждения параметрического рассеивателя по сравнению с аналогичной дипольной конструкцией.

4. Использование запросного ЛЧМ сигнала для повышения эффективности систем поиска параметрических рассеивателей

Данный раздел посвящен апробации применения для поиска ПР запросных сигналов, содержащих в своем составе сигналы накачки в виде ЛЧМ радиоимпульсов, известных из [66]. Анализ, выполненный автором в [103] показал, что предложенные в [66] технические решения требуют уточнения, соответствующая корректировка технических решений была предложена автором в [75], [113].

4.1. Проблемы синхронизации ОС и компенсации СС в приемнике.

В данном разделе приведены результаты анализа технических решений по использованию ЗС сигналов накачки в виде ЛЧМ радиоимпульсов, предложенных в [66].

В результате проявления специфических фазовых свойств ПР [38], [62] при облучении СН в виде когерентной последовательности радиоимпульсов, рассеиваемая последовательность радиоимпульсов ОС на частоте половинной субгармоники СН будет уже некогерентной случайной последовательностью. При этом, для каждого радиоимпульса равновероятно два значения начальной фазы, отличающихся на π . Для такой последовательности ОС методы когерентного накопления будут неэффективны.

Таким образом, задача повышения чувствительности систем, использующих ПР является задачей формирования когерентной последовательности ОС в ПР.

Для решения этой задачи в [41] и [62] предложено создать условия, позволяющие формировать в ПР радиоимпульсы ОС с определенной фазой. Для этого предлагается использовать ЗС, состоящий из когерентных радиоимпульсов СН и когерентных радиоимпульсов СС на частоте субгармоники СН, которые

«будут навязывать» свою фазу импульсам ОС. В результате будет формироваться когерентная импульсная последовательность радиоимпульсов ОС. Для этого предложено использовать эффект синхронизации, заключающийся в том, что если на вход параметрического генератора одновременно с радиоимпульсом СН, имеющим частоту $f_{\text{СН}}$ и фазу $\varphi_{\text{СН}}$,

$$E_{\text{СН}}(t) = E_{0\text{СН}} \cdot \cos(2\pi f_{\text{СН}}t + \varphi_{\text{СН}}), \quad (4.1)$$

подать радиоимпульс синхронизирующего сигнала (СС) с частотой $f_{\text{СС}} = 0,5f_{\text{СН}}$ и фазой $\varphi_{\text{СС}}$, то при возбуждении параметрического генератора сформируется радиоимпульс ОС с частотой $f_{\text{ОС}} = 0,5f_{\text{СН}}$ и фазой $\varphi_{\text{ОС}}$, определяемой тем из выражений (4.2) или (4.3), для которого значение $\Delta\varphi = \varphi_{\text{СС}} - \varphi_{\text{ОС}}$ меньше.

$$E_{\text{ОС}}(t) = E_{0\text{ОС}} \cdot \cos(\pi f_{\text{СН}}t + 0,5\varphi_{\text{СН}}) \quad (4.2)$$

или

$$E_{\text{ОС}}(t) = E_{0\text{ОС}} \cdot \cos(\pi f_{\text{СН}}t + 0,5\varphi_{\text{СН}} + \pi) \quad (4.3)$$

Из-за особенностей механизма синхронизации при возбуждении параметрического генератора [91] длительность импульсов синхронизирующего сигнала $t_{\text{и}}$ может быть существенно меньше длительности импульсов сигнала накачки Т.

Однако, такой синхронизирующий импульс на частоте субгармоники будет когерентной помехой полезному ОС, поэтому структура ЗС и метод обработки последовательности радиоимпульсов ОС в приемнике поисковой установки должны сразу учитывать возможность компенсации синхроимпульсов при оптимальной обработке радиоимпульсов ОС.

В [41], [62] сформулирована задача оптимального приема ОС от ПР, которая заключается в выполнении ряда условий:

- 1) формирование последовательности радиоимпульсов ОС в ПР на основе взаимодействия СН и СС;
- 2) формирование последовательности радиоимпульсов СС позволяющей, с одной стороны, обеспечивать синхронизацию радиоимпульсов ОС в ПР, а с другой стороны, его компенсацию в приемнике поисковой установки.

Методы, предложенные в [62], основаны на использовании радиоимпульсов СС в виде двух, следующих друг за другом, коротких противофазных радиоимпульсов.

В [61], [62], [51], [67], [63] для узкополосных радиоимпульсов СН показано, что выполнение таких условий возможно. При этом используется СС в виде синхронной последовательности из коротких, парных, идентичных, противофазных, следующих друг за другом через короткий временной промежуток, радиоимпульсов с частотой заполнения, равной частоте ОС. Последовательность СС закодирована по определенному закону. Кроме того, СС всегда излучается серией из двух одинаковых последовательностей радиоимпульсов, при этом соответствующие радиоимпульсы у указанных последовательностях противофазны.

В [62] показано, что при обработке в приемнике серий последовательностей СС можно обеспечить взаимокompенсацию радиоимпульсов СС простым сложением первой и второй последовательностей после сдвига на период их следования.

При обработке последовательности СС приемник настроен на другую, последовательность, закодированную по альтернативному закону. Соответственно при обработке последовательности СС она в лучшем случае накапливается в приемнике так же как шумы.

В [62], предложено отказаться от полного синхронизма формируемых радиоимпульсов ОС. Это позволяет, учитывая идентичность и противофазность радиоимпульсов СС, осуществлять синхронизацию то от первого из парных радиоимпульсов СС, то от второго. В результате радиоимпульсы ОС могут быть закодированы в соответствии с альтернативным законом, на который и настраивается приемник. Кроме того фазы радиоимпульсов ОС могут быть одинаковыми и для первой и для второй из последовательностей ОС в серии. В результате при сложении последовательностей ОС в серии, радиоимпульсы ОС когерентно сложатся, в то время как радиоимпульсы СС взаимокompенсируются.

В [62] показано, что при обработке одиночных радиоимпульсов СС все-таки происходит их накопление.

Таким образом, при использовании СН в виде узкополосных радиоимпульсов разработаны методы оптимального и квазиоптимального приема ОС, при этом осуществляется квазиоптимальная обработка одиночных радиоимпульсов ОС, и оптимальная обработка последовательностей и серий из парных последовательностей радиоимпульсов ОС.

В [66] практически предлагается применить методы, наработанные для СН в виде последовательности узкополосных радиоимпульсов, на случай применения в качестве в виде СН последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.

Одна из задач диссертации заключалась в апробации такой возможности и, соответственно, проверке технических решений, предложенных в [66].

Задача апробации применения ЛЧМ радиоимпульсов в качестве СН имеет 2 аспекта: 1) проверка возможности преобразования ЛЧМ радиоимпульса в ПР с сохранением структуры ЛЧМ и 2) проверка возможности применения оптимальных и квазиоптимальных процедур при приеме ОС в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.

Применение ЛЧМ радиоимпульсов в качестве ОС следует рассматривать как перспективный метод повышения чувствительности приемника поисковой установки с одновременной возможностью достаточно точно определять расстояние до обнаруженного ПР [114].

Отметим, что имеются предложения по использованию ЛЧМ радиоимпульсов в качестве ЗС в системах, использующих эффект нелинейного рассеяния радиоволн, в частности в публикации [115].

Основным преимуществом использования таких сигналов является то, что импульсы могут быть существенно сжаты при обработке в приемнике поисковой установки.

В разделе 2 на основе численного эксперимента было показано, что структура ЛЧМ радиоимпульса сохраняется при преобразовании СН в ОС в ПР. При этом сохраняются механизмы синхронизации, то есть снятия

неопределённости в фазе радиоимпульса ОС. Таким образом, первую задачу по апробации применения ЛЧМ радиоимпульса в качестве СН можно считать решенной.

Анализ предложенных в [66] методов формирования ОС и их обработки в приемнике показал следующее.

Обработка последовательностей и серий из двух последовательностей ЛЧМ радиоимпульсов ОС возможна на основе механизмов, предложенных в [66].

Принцип обнаружения ПР, при использовании ЛЧМ радиоимпульсов СН, можно пояснить с помощью рис. 4.1

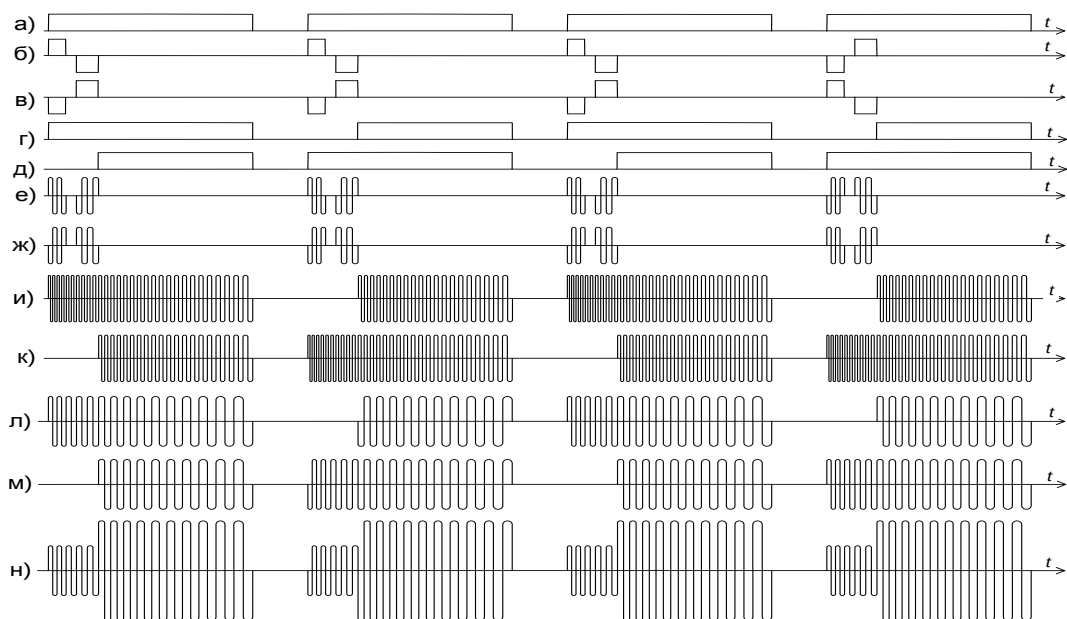


Рис. 4.1. Принцип обработки последовательностей и серий последовательностей радиоимпульсов

Для наглядности проиллюстрируем принцип обнаружения ПР, при использовании ЛЧМ радиоимпульсов СН, при помощи последовательности радиоимпульсов ЗС состоящей из 4-х символов.

На рис. 4.1.(а) представлена первая синхронная последовательность видеоимпульсов ЗС, формирующих первую последовательность радиоимпульсов ЗС. Вторая синхронная последовательность видеоимпульсов ЗС, формирующих вторую последовательность радиоимпульсов ЗС в серии из двух последовательностей ЗС представлена на рис. 4.1.(г), она излучается через

некоторый фиксированный промежуток времени после окончания первой синхронной последовательности видеоимпульсов ЗС.

На рис. 4.1.(б), (в) представлены огибающие соответственно для первой и второй синхронных последовательностей радиоимпульсов СС, полярность соответствует определенному значению фазы.

На рис. 4.1.(г), (д) представлены огибающие соответственно для первой и второй последовательностей радиоимпульсов СН. Последовательности несинхронные, передний фронт определяется тем от какого из парных радиоимпульсов СС будет происходить синхронизация ОС. Задние фронты синхронизированы.

На рис. 4.1.(е), (ж) представлены первая и вторая последовательности радиоимпульсов СС. Последовательности синхронные, закодированы по одному и тому же закону кодирования, соответствующие радиоимпульсы противофазны. Их сумма в принципе равна нулю, т.е. при синхронном сложении эти последовательности взаимокompенсируются. Заметим, что из-за нестабильностей и других случайных факторов трудно добиться взаимной компенсации лучше, чем 20 дБ. Так же отметим, что первый и второй радиоимпульсы каждого СС отличаются и равны только по времени.

Методы обработки последовательностей и серий из двух последовательностей, предложенных в [66] (оптимального приема ОС при одновременной компенсации СС) были проверены путем проведения численного эксперимента средствами программной среды National Instruments Lab VIEW 2012 при числе импульсов в последовательности равным 12.

В то же время в материалах [66] нет данных о проверке механизмов, предложенных авторами для методов компенсации СС при приеме одиночного ЛЧМ радиоимпульса ОС.

Таким образом, для окончательного решения задачи апробации метода, предложенного в [66] требуется проверка методов компенсации СС при приеме одиночного ЛЧМ радиоимпульса ОС, которой посвящен следующий подраздел.

4.2. Численное моделирование применения запросного сигнала накачки в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов.

Материал, представленный в данном подразделе, опубликован автором в [103].

Использование ОС в виде последовательностей ЛЧМ радиоимпульсов в задаче обнаружения ПР ставит задачу 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.

Чтобы определить отклик СС на выходе фильтра СФ необходимо найти взаимно корреляционную функцию (ВКФ) синхросигнала и копии ответного сигнала.

По определению ВКФ определяется выражением (4.4)

$$\psi_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t)u_2(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t + \tau)u_2(t) dt \quad (4.4)$$

где $u_{cc}(t) = u_1(t) = A_1 \cos\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{t_u}{2}$, где t_u - длительность СС.

В свою очередь ОС задается в виде:

$u_{oc}(t) = u_2(t) = A_2 \cos\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{T}{2}$, где T - длительность ОС.

На рис.4.2 приведена обобщенная функциональная схема алгоритма определения отклика СС на выходе фильтра, согласованного с ОС.

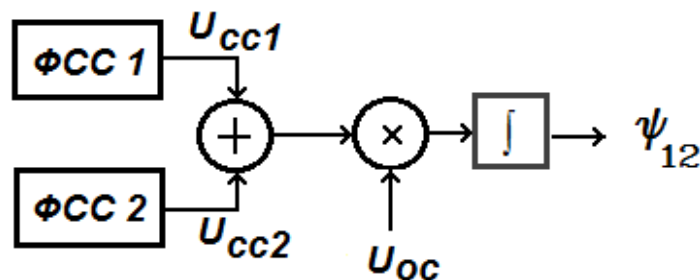


Рис. 4.2 Обобщенная функциональная схема алгоритма: ФСС - формирователь импульсов синхронизации; $\psi_{12}(\tau)$ - ВКФ СС и ОС

Средствами численного моделирования в среде Lab VIEW были проведены эксперименты прохождения ЛЧМ импульсов синхронизации через фильтр, согласованный с ОС. Первоначально в [67] предлагалось использование радиоимпульсов СС в виде двух, следующих друг за другом, коротких противофазных ЛЧМ радиоимпульсов, принцип формирования которых представлен на рис. 4.3.

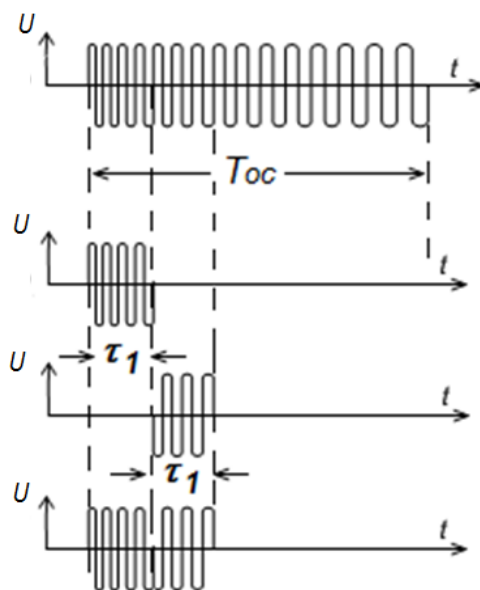
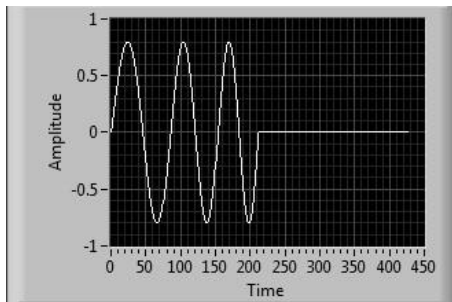


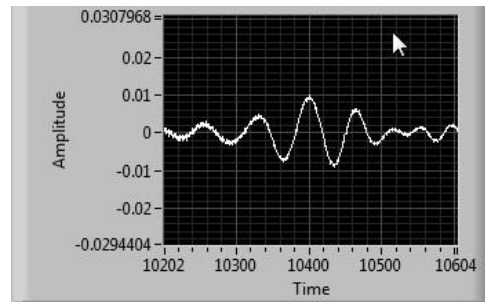
Рис. 4.3. Принцип формирования ЛЧМ импульсов синхронизации из отрезков ЛЧМ импульса ОС

В патенте [66] предполагалось, что противоположные по фазе импульсы СС взаимокompенсируются на выходе СФ. Результаты компьютерного моделирования воздействия СС на СФ приведены на рис. 4.4.

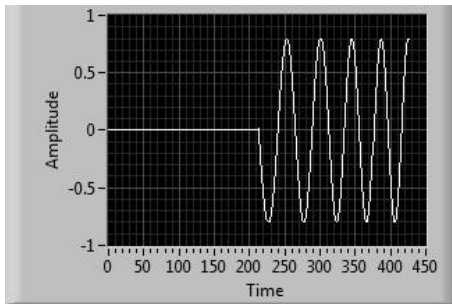
Результаты проведенных исследований показали (рис. 4.4.(е)), что взаимная компенсация происходит, но только на одном коротком отрезке времени в несколько периодов, на соседних участках наоборот происходит когерентное сложение радиоимпульсов СС.



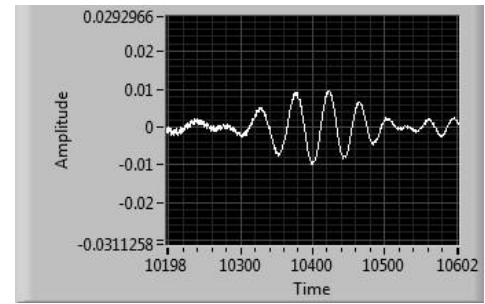
а) Первый СС



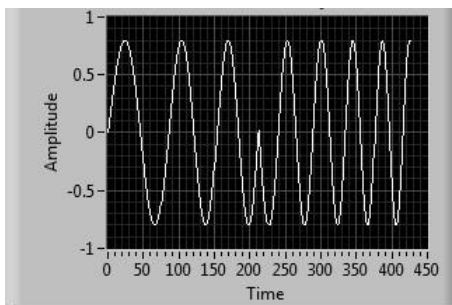
б) Отклик СФ на первый СС



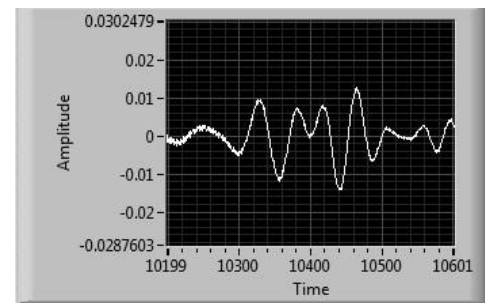
в) Второй СС



г) Отклик СФ на второй СС



д) Два противофазных СС



е) Отклик СФ на два противофазных СС

Рис. 4.4. Результаты компьютерного моделирования воздействия СС на СФ

Тем самым, идея авторов [66] в части оптимального приема ЛЧМ радиоимпульса ОС и одновременной компенсации радиоимпульса СС подтвердилась в модельном эксперименте не в полной мере и имеет недостатки. Недостатком способа является то, что каждый из радиоимпульсов последовательности пар связанных пачек сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов при прохождении через фильтр, согласованный с радиоимпульсами ответного сигнала, накапливается так же, как и радиоимпульс ответного сигнала. При этом меняется временная структура вспомогательных радиоимпульсов: их огибающая становится близкой к форме $\sin(x)/x$. В области основного максимума происходит эффективная взаимная компенсация

вспомогательных радиоимпульсов, а в области «боковиков» такая взаимная компенсация отсутствует, так как частоты радиоимпульсов различны.

Таким образом, предусмотренные меры по ослаблению вспомогательных радиоимпульсов при приеме ответного сигнала, предложенные в [66] недостаточны, и требуют модернизации.

4.3. Модернизация методов формирования ответных сигналов в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульсов

Материал представленный в данном подразделе, опубликован автором [103], [116], [113].

Для модернизации метода, предложенного в [66] был разработан [103], [116] новый вид СС удовлетворяющий указанным выше требованиям.

Основная идея заключается в использовании ЛЧМ импульсов СС и ОС в виде ЛЧМ сигналов с взаимно обратными законами модуляции, так как из общих физических соображений такие радиоимпульсы СС должны «растягиваться» в согласованном фильтре (СФ) с радиоимпульсом ОС.

Полагая, что ОС переизлучается в диапазоне 400 МГц, и задавая длительность ЛЧМ радиоимпульса $1 \div 10$ мкс, можно реализовать, базу ЛЧМ радиоимпульса $100 \div 1000$, что соответствует потенциальному увеличению чувствительности $20 \div 30$ дБ, в то время как оценки показывают необходимость увеличения чувствительности приемника по крайней мере на величину $40 \div 50$ 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 их ослаблением [66]. Так как

последовательность радиоимпульсов СН несинхронная, парные синхронизирующие радиоимпульсы будут неидентичными.

Оценку эффективности предложенного способа формирования сигналов синхронизации можно получить следующим образом.

Как отмечалось в разделе 4.2, для определения отклика СС на выходе СФ необходимо найти взаимно корреляционную функцию (ВКФ) синхросигнала и копии ответного сигнала. В нашем случае используемые синхросигналы будут иметь обратный закон изменения частоты, тогда ОС и СС представляются ЛЧМ сигналами в виде:

$$u_{cc}(t) = u_1(t) = A_1 \cos\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{t_u}{2}, \quad (4.5)$$

где t_u - длительность СС.

В свою очередь ОС задается в виде:

$$u_{oc}(t) = u_2(t) = A_2 \cos\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right); |t| \leq \frac{T}{2}, \quad (4.6)$$

где T - длительность ОС.

По определению ВКФ определяется выражением (4.4):

$$\psi_{12}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t) u_2(t - \tau) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t + \tau) u_2(t) dt .$$

Если сигналы представить в комплексной форме, то вычисление (4.4) упрощается:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= \frac{1}{2} A_1 e^{i\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right)} + \frac{1}{2} A_1 e^{-i\left(\omega_0 t - \beta \frac{t^2}{2}\right)} = \frac{1}{2} [z_1(t) + z_1^*(t)] \\ u_2(t) &= \frac{1}{2} A_2 e^{i\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right)} + \frac{1}{2} A_2 e^{-i\left(\omega_0 t + \beta \frac{t^2}{2}\right)} = \frac{1}{2} [z_2(t) + z_2^*(t)] \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

где $z(t)$ - аналитический сигнал, соответствующий физическому сигналу $u(t)$, а $z^*(t)$ - функция комплексно-сопряженная $z(t)$.

Подставляя (4.7) в (4.6) и пренебрегая слагаемыми, содержащими быстро осциллирующие множители с частотой $2\omega_0$, получим:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{4} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt + \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i\left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\right]} dt \right\} \quad (4.8)$$

Подынтегральные функции являются комплексно - сопряженными и при суммировании мнимые части взаимно уничтожаются, поэтому выражение (4.8) принимает вид:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2} \right) \right]} dt \quad (4.9)$$

Пределы интегрирования необходимо выбирать с учетом условия одновременного существования функций $u_1(t+\tau)$ и $u_2(t)$, т.е. с учетом того, что $t \leq \left| \frac{T}{2} + t_n \right|$ (Рис.4.5).

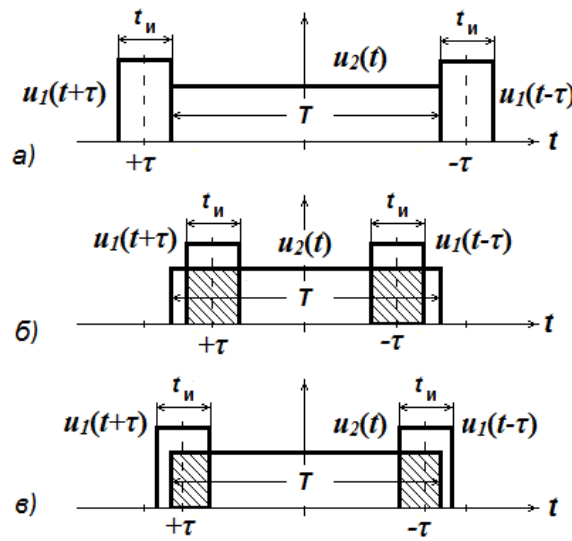


Рис. 4.5 Определение пределов интегрирования ВКФ синхросигнала и копии ответного сигнала

Причем, при $\tau \leq \left| \frac{T-t_n}{2} \right|$ происходит полное перекрытие $u_1(t+\tau)$ и $u_2(t)$, поэтому $\left(\tau - \frac{t_n}{2} \right) \leq |t| \leq \left(\tau + \frac{t_n}{2} \right)$ (Рис. 4.5.(б)). При $\left(\frac{T-t_n}{2} \right) \leq |\tau| \leq \left(\frac{T+t_n}{2} \right)$ перекрытие неполное, поэтому $\left(\tau - \frac{t_n}{2} \right) \leq |t| \leq \frac{T}{2}$ (Рис.4.5.(в)).

Тогда, опуская обозначение реальной части Re , из (4.9) получаем

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \int_{t_1}^{t_2} e^{i \left[\omega_0 \tau - \beta \left(\frac{t^2}{2} - \frac{(t-\tau)^2}{2} \right) \right]} dt \quad (4.10)$$

При вычислении (4.10) множители в показателе степени, содержащие величины τ , выносятся за знак интеграла

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} e^{i\left[\omega_0 \tau - \beta \frac{\tau^2}{2}\right]} \int_{t_1}^{t_2} e^{-i(\beta t^2 + \beta t \tau)} dt \quad (4.11)$$

а показатель степени, оставшийся под интегралом, дополняется до полного квадрата суммы

$$\beta t^2 + \beta t \tau + d^2 - d^2 = \beta \left(t + \frac{\tau}{2}\right)^2 - \beta \frac{\tau^2}{4}, \quad \text{где } d = \sqrt{\beta} \frac{\tau}{2}. \quad (4.12)$$

Подставляя (4.12) в (4.11) и вводя новую переменную

$$x = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \beta \left(t + \frac{\tau}{2}\right),$$

получим:

$$\begin{aligned} \psi_{12}(\tau) &= \frac{A_1 A_2}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2\beta}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta \tau^2\right]} \int_{\sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}(t_1 + \tau/2)}^{\sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}(t_2 + \tau/2)} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \\ &= \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta \tau^2\right]} \int_{x_1}^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx, \end{aligned} \quad (4.13)$$

где $x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{T} \left(t_1 + \frac{\tau}{2}\right)$; $x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{T} \left(t_2 + \frac{\tau}{2}\right)$; $B = 2\Delta f_d T$ - 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

$$\int_0^x e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \bar{Z}(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi}{2} x^2 dx - i \int_0^x \sin \frac{\pi}{2} x^2 dx = C(x) - iS(x),$$

где - комплексный интеграл Френеля; $C(y)$ и $S(y)$ соответственно косинус и синус интегралы Френеля, получаем:

$$\int_{x_1}^{x_2} e^{-i\frac{\pi}{2}x^2} dx = \bar{Z}(x_2) - \bar{Z}(x_1) = [C(x_2) - C(x_1)] - i[S(x_2) - S(x_1)]. \quad (4.14)$$

Подставив полученный результат в (4.13), приходим к следующему выражению для ВКФ СС и ОС:

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} e^{i\left[\omega_0 \tau - \frac{3}{4}\beta \tau^2\right]} \{[C(x_2) - C(x_1)] - i[S(x_2) - S(x_1)]\}. \quad (4.15)$$

Как следует из (4.12) ВКФ представляет собой ЛЧМ колебание, закон изменения частоты которого совпадает с законом СС. Огибающая ВКФ представляется выражением (4.15):

$$\psi_{12}(\tau) = \frac{A_1 A_2}{2} \frac{T}{\sqrt{2B}} \sqrt{[C(x_2) - C(x_1)]^2 + [S(x_2) - S(x_1)]^2} \quad , \quad (4.16)$$

где $x_{1,2}$ при $\tau \geq 0$ в соответствии с (4.9) и рис.4.2 :

$$\text{для интервала } \tau \leq \frac{T-t_u}{2} : x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_u}{T} \right); x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} + \frac{t_u}{T} \right);$$

$$\text{для интервала } \left(\frac{T-t_u}{2} \right) \leq \tau \leq \left(\frac{T+t_u}{2} \right) : x_1 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{3\tau}{T} - \frac{t_u}{T} \right); x_2 = \frac{\sqrt{2B}}{2} \left(\frac{\tau}{T} + 1 \right).$$

Анализ средствами программной среды National Instruments Lab VIEW 2012 показывает, что форма огибающей ВКФ в основном определяется отношением $\frac{t_u}{T}$ (Рис.4.3). Множитель $\sqrt{2B}$ задает масштаб величин $x_{1,2}$ и в основном влияет на амплитуду огибающей ВКФ, которая практически не зависит от $\frac{t_u}{T}$ (Рис. 4.3).

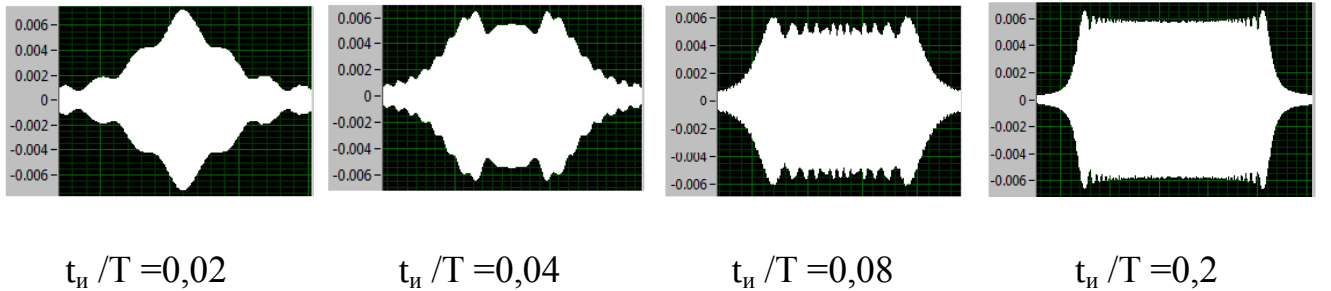


Рис. 4.6. Форма огибающей ВКФ

Максимальное значение :

$$[C(x_2) - C(x_1)]^2 + [S(x_2) - S(x_1)]^2 \approx 2 \quad ,$$

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:

$$\frac{\Psi_2(0)}{\Psi_{12}(0)} \geq \frac{A_2}{A_1} \sqrt{B}, \quad (4.17)$$

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 :

$$\psi_{12}(0) = \frac{A_1 A_2}{2} t_{и} ,$$

поэтому отношение амплитуд ОС и СС на выходе оптимального фильтра составит:

$$\frac{\psi_2(0)}{\psi_{12}(0)} \geq \frac{A_2 T}{A_1 t_{и}} . \quad (4.18)$$

На рис. 4.7 представлена (кривая 1) теоретическая зависимость (4.18) при $A_1=A_2$ и одинаковых законах модуляции ОС и СИ, где точками представлены экспериментальные данные, полученные на виртуальной модели приемного устройства, реализованной средствами Lab VIEW.

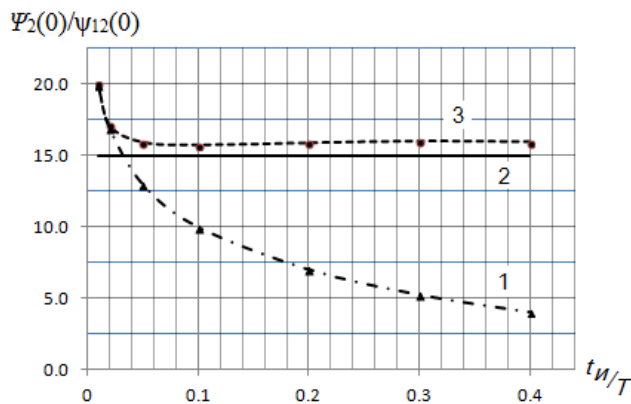


Рис. 4.7. Сравнение подавления СИ относительно ОС

Отношение амплитуд (нижняя оценка) ОС и СС на выходе согласованного фильтра при противоположных законах модуляции ОС и СС (4.17) представлен кривой 2; экспериментальным данным соответствует кривая 3.

В обоих случаях экспериментальные данные соответствуют следующим параметрам ОС и СС: полная девиация $2\Delta f_0=50\text{МГц}$; центральная частота $f_0=275\text{МГц}$; длительность ответного сигнала $T=20\text{ мкс}$.

Из рис. 4.4 следует, что при $t_w/T \leq 0,02$ (2%) оба способа формирования СС имеют одинаковую степень подавления СС.

На рис. 4.8 представлены осциллограммы результатов численного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с прямоугольным ЛЧМ радиоимпульсом длительностью 10 мкс и изменением частоты от 350 МГц до 400 МГц, коротких радиоимпульсов, имеющих длительность 1 мкс.

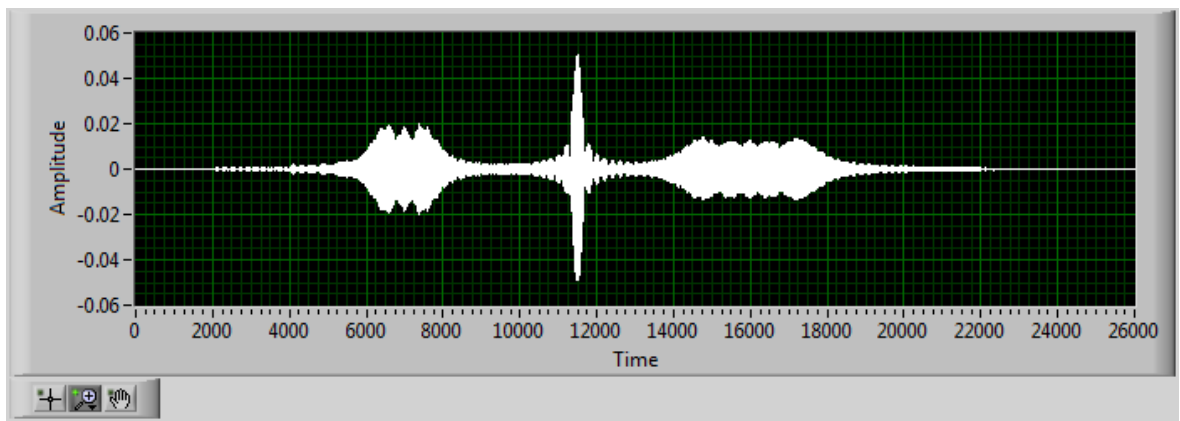


Рис. 4.8. Прохождение через фильтр, согласованный с прямоугольным ЛЧМ радиоимпульсом ОС, трех коротких прямоугольных радиоимпульсов: прямоугольного радиоимпульса без модуляции, ЛЧМ совпадающим с частью ОС, ЛЧМ с обратным законом изменения частоты

Первый импульс соответствует входному радиоимпульсу без частотной модуляции, имеющему частоту высокочастотного заполнения 355 МГц, второй импульс соответствует входному радиоимпульсу с изменением несущей частоты по линейному закону от 350 МГц до 355 МГц, третий импульс соответствует входному радиоимпульсу с изменением несущей частоты по линейному закону от 355 МГц до 350 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 350 МГц до 400 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 (рис.4.9). Эти импульсы должны быть

разнесены по времени как можно дальше, соответственно, приходим к структуре парных радиоимпульсов СС, при этом первый радиоимпульс СС 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 должны только сомкнуться друг с другом и ни в коем случае «не наезжать». Отметим, что оба радиоимпульса СС одинаковые по форме, а их фазы определяются моментами синхронизации.

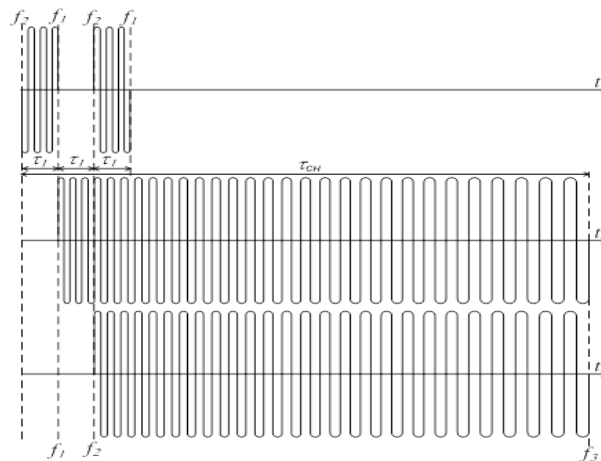


Рис. 4.9. Модернизированная схема построения синхронизирующих импульсов из ЛЧМ сигнала

Результат численного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ОС с изменением частоты от 350 МГц до 400 МГц и имеющий длительность 10 мкс, сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов с длительностью 1 мкс и с линейным изменением частоты от 355 МГц до 350 МГц представлен на рисунке 4.10.

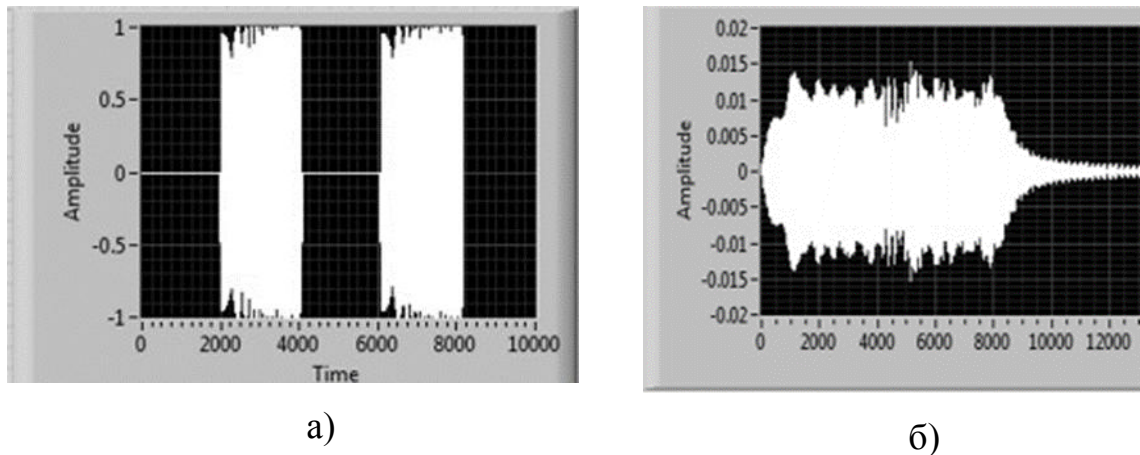


Рис. 4.10 Результат численного эксперимента по прохождению через фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ОС. а) на входе согласованного фильтра, б) на выходе согласованного фильтра

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.

Проиллюстрируем модернизированный метод на примере обнаружителя широкополосных ПР [116]. В обнаружителе широкополосных ПР синхронизирующие радиоимпульсы не являются частью реализации радиоимпульса ОС, а участки, соответствующие моментам времени на которых происходит возбуждение и синхронизация радиоимпульсов ОС, могут быть не синхронны, требование противофазности первого и второго из вспомогательных радиоимпульсов уже не актуально и преобразуется в новое правило: возбуждаемые первым и вторым вспомогательными радиоимпульсами ответные сигналы должны быть противофазными.

Структурная схема обнаружителя широкополосных ПР представлена на рис. 4.11, где 1 – формирователь; 2 – генератор вспомогательных радиоимпульсов; 3 – генератор сигнала накачки; 4,5 – высокочастотные усилители; 6,7 – антенны; 8 – широкополосный параметрический рассеиватель; 9 – антенна; 10 – высокочастотный усилитель; 11 – приемник; 12 – индикатор.

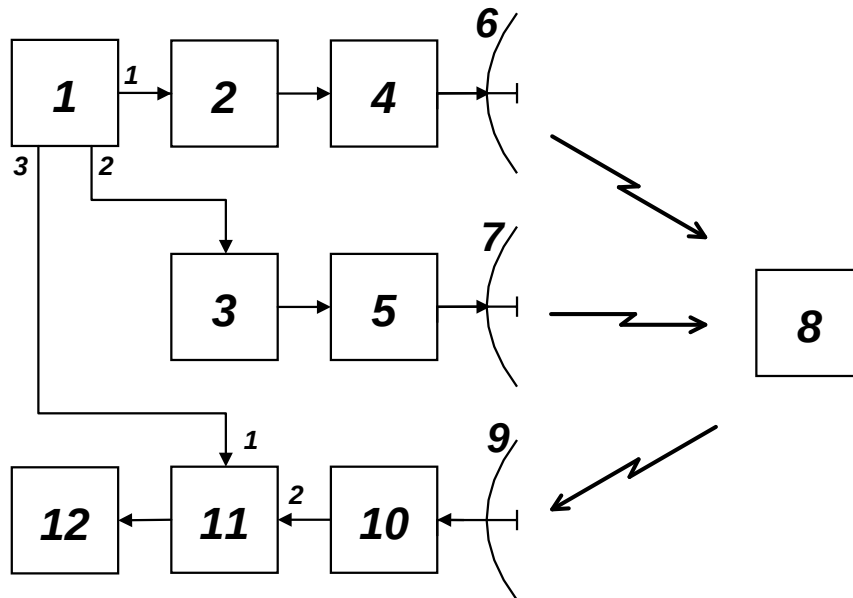


Рис. 4.11. Структурная схема обнаружителя широкополосных ПР

Выход 1 формирователя 1 соединен с управляющим входом генератора вспомогательных радиоимпульсов 2, выход 2 формирователя 1 соединен с управляющим входом генератора сигнала накачки 3, выход 3 формирователя 1 соединен с синхронизирующим входом 1 приемника 11.

Сигнальный выход генератора вспомогательных радиоимпульсов 2 соединен с входом высокочастотного усилителя 4. Выход высокочастотного усилителя 4 соединен со входом антенны 6.

Сигнальный выход генератора СН 3 соединен с входом высокочастотного усилителя 5. Выход высокочастотного усилителя 5 соединен со входом антенны 7.

В зоне облучения антенн 6, 7 расположен широкополосный ПР 8.

В зоне переизлучения ОС от широкополосного параметрического рассеивателя 8 расположена антенна 9.

Выход антенны 9 соединен со входом высокочастотного усилителя 10. Выход высокочастотного усилителя 10 соединен с сигнальным входом 2 приемника 11, выход приемника 11 соединен со входом индикатора 12.

Обнаружитель ПР работает следующим образом.

Человек, потенциально подверженный опасности стать терпящим бедствие на воде оснащается спасательным жилетом с прикрепленным маркером - широкополосным параметрическим рассеивателем 11.

Определяются выбранный и альтернативный законы кодирования. В частности, такими законами могут быть бинарные последовательности из 3-х символов: для выбранного закона кодирования - последовательность Баркера «1», «1», «-1» для альтернативного закона кодирования - последовательность «1», «1», «1».

Излучается зондирующий сигнал, состоявший из серий пачек последовательностей радиоимпульсов СН и из серий пачек последовательностей вспомогательных радиоимпульсов.

Для этого в формирователе 2 формируется синхронизирующая последовательность из коротких видеоимпульсов, которая синхронизирует работу обнаружителя широкополосных параметрических рассеивателей (рис. 4.12, условная осциллограмма А).

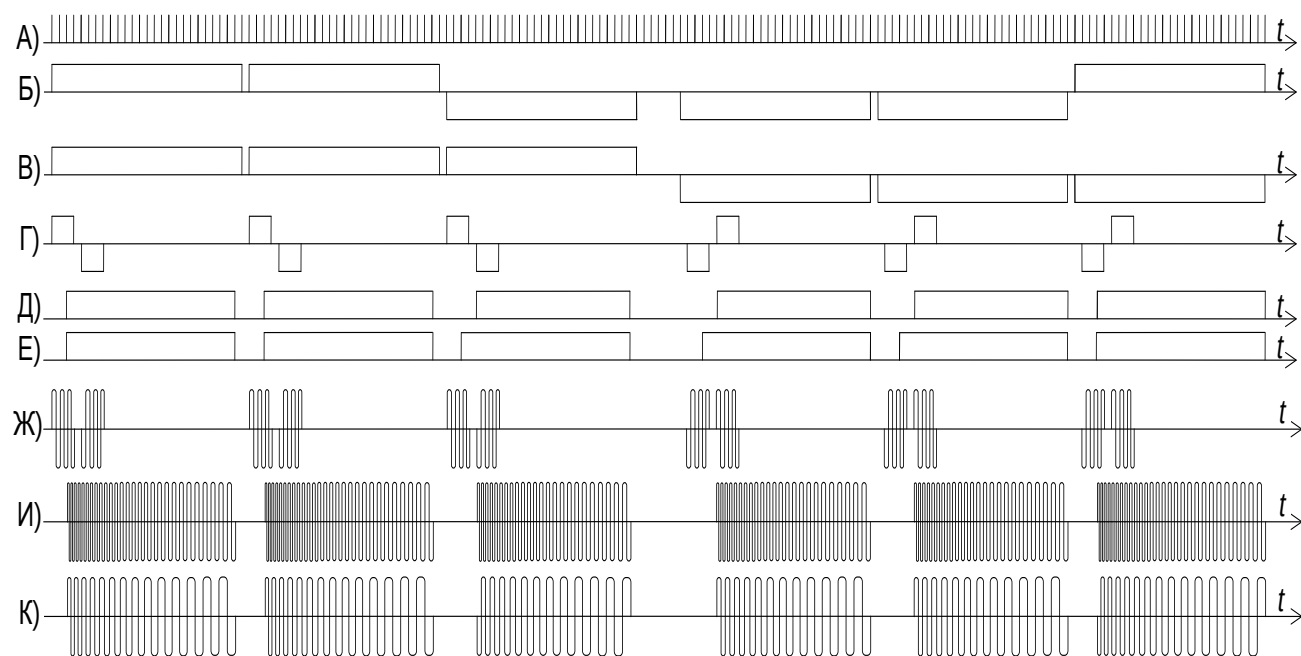


Рис. 4.12. Условная осциллограмма работы обнаружителя широкополосных ПР

Последовательность коротких видеоимпульсов в том же формирователе 2 преобразуется в серии пачек последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования, при этом каждая пачка состоит из двух последовательностей

видеоимпульсов одинаковой размерности закодированных в соответствии с выбранным бинарным законом кодирования, при этом противоположные символы закона кодирования соответствуют разно полярным видеоимпульсам. Длительность видеоимпульсов равна длительности рабочего цикла при излучении радиоимпульсов зондирующего сигнала. При этом и первая и вторая последовательности видеоимпульсов выбранного закона кодирования из одной пачки закодированы по одному и тому же выбранному закону кодирования, но на основе противоположных элементов. То есть выбранный закон кодирования - последовательность Баркера «1», «1», «-1» в первой последовательности из пачки реализуется в виде последовательности видеоимпульсов с полярностями «+», «+», «-», а во второй последовательности из той же пачки видеоимпульсы имеют полярности «-», «-», «+». Условная осциллограмма одной пачки последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования представлена на рис. 4.12, кривая Б.

Одновременно последовательность коротких видеоимпульсов в том же формирователе 2 преобразуются в серии пачек последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования, при этом каждая пачка состоит из двух последовательностей одинаковой размерности закодированных в соответствии с альтернативным бинарным законом кодирования, при этом противоположные символы закона кодирования соответствуют разно полярным видеоимпульсам. Длительность видеоимпульсов равна длительности рабочего цикла при излучении радиоимпульсов зондирующего сигнала. При этом и первая и вторая последовательности видеоимпульсов выбранного закона кодирования из одной пачки закодированы по одному и тому же альтернативному закону кодирования, но на основе противоположных элементов. То есть альтернативный закон кодирования - последовательность Баркера «1», «1», «1» в первой последовательности из пачки реализуется в виде последовательности видеоимпульсов с полярностями «+», «+», «+», а во второй последовательности видеоимпульсов из той же пачки видеоимпульсы имеют полярности «-», «-», «-».

Условная осциллограмма одной пачки последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования представлена на рис. 4.12 В).

Серии пачек последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования преобразуется в формирователе 1 в серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов. Огибающая сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов состоит двух из коротких видеоимпульсов, имеющих разные полярности, при этом, длительность и временной промежуток между этими видеоимпульсами одинаковы и равны примерно $5 \div 10\%$ от длительности рабочего цикла при излучении радиоимпульсов зондирующего сигнала и равны 1 мкс. Передний фронт первого видеоимпульса огибающей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов совпадает с передним фронтом соответствующего видеоимпульса в серии пачек последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования. Полярность первого видеоимпульса огибающей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов такая же, как у соответствующего видеоимпульса в серии пачек последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования. Серии пачек последовательностей огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов через выход 1 формирователя 1 поступают на управляющий вход генератора вспомогательных радиоимпульсов 2. Условная осциллограмма одной пачки последовательностей огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов представлена на рис. 4.12 Г).

Одновременно через выход 1 формирователя 1 на управляющий вход генератора вспомогательных радиоимпульсов 2 поступает синхронизирующая последовательность.

Одновременно серии пачек последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования преобразуется в формирователе 1 в серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов сигнала накачки. Задний фронт видеоимпульсов серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН совпадает с задним фронтом соответствующих видеоимпульсов пачек

последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования. Формирование переднего фронта видеоимпульсов серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН производится по следующему правилу: если полярность соответствующих видеоимпульсов в серии пачек последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования и в серии пачек последовательностей видеоимпульсов альтернативного закона кодирования совпадут, то передний фронт огибающей радиоимпульса СН находится в конце первого соответствующего синхронизирующего видеоимпульса, а если нет, то фронт видеоимпульсов серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН совпадает с фронтом соответствующей огибающей второго синхронизирующего видеоимпульса. Условная осциллограмма одной пачки последовательностей огибающих радиоимпульсов СН представлена на рис. 4.12, кривая Д).

Одновременно в формирователе 1 формируются серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов СН. Задний фронт видеоимпульсов серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов СН совпадает с задним фронтом соответствующих видеоимпульсов пачек последовательностей видеоимпульсов выбранного закона кодирования. Передний фронт видеоимпульсов серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов СН находится в конце первого соответствующего синхронизирующего видео импульса. Таким образом все видеоимпульсы серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов сигнала накачки имеют одинаковую длительность, например, 10 мсек.

Условная осциллограмма одной пачки последовательностей стартующих видеоимпульсов СН представлена на Рис. 4.12, кривая Е.

В генераторе вспомогательных радиоимпульсов 2 серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов, преобразуются в серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов.

При наличии видеоимпульса из серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов на входе генератора вспомогательных радиоимпульсов 2, на его выходе формируется радиоимпульс из серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов. Временные параметры радиоимпульсов из серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов одинаковые: длительность 1 мкс, частота изменяется от 255 МГц до 250 МГц. Начальная фаза высокочастотного заполнения второго из сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов определяется (предварительно рассчитывается) как противоположная (отличающаяся на π) фазе высокочастотного заполнения на частоте 255 МГц условного линейно-частотно-модулированного радиоимпульса с изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц и длительностью 10 мкс, то есть в момент времени, равном 1 мкс от начала. При этом фаза высокочастотного заполнения этого условного линейно-частотно-модулированного радиоимпульса в начальный момент, то есть на частоте 255 МГц должна быть равна фазе высокочастотного заполнения первого из сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов в районе его заднего фронта. Условная осциллограмма одной пачки из серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов представлена на рис. 4.12 Ж).

(Следует отметить, что изображения синусоидальных радиосигналов на рис. 4.1, - рис. 4.16 выполнено условно, то есть число периодов колебаний на кривых не соответствует реальному и представлено для обозначения направления протекания физического процесса. Реальное число периодов существенно больше и не может быть представлено в четкой иллюстрации в разумных границах).

Серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов с выхода генератора вспомогательных радиоимпульсов 2 поступают на вход высокочастотного усилителя 4, где усиливаются и при помощи антенны 6 излучаются в пространство в направлении предположительного нахождения широкополосного параметрического рассеивателя 8.

Серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН, серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов СН, синхронизирующая последовательность через выход 2 формирователя 1 поступают на управляющий вход генератора СН 3.

Одновременно синхронизирующая последовательность, серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН и серии пачек последовательностей, огибающих сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов через выход 3 формирователя 1 поступают на синхронизирующий вход 1 приемника 11.

В генераторе СН 3 видеоимпульсы серии пачек последовательностей стартующих видеоимпульсов СН определяют начало и конец формируемого ЛЧМ радиоимпульса, в котором генерируемый радиоимпульс изменяет свою частоту от 500 МГц до 600 МГц за время 10 мкс. Эти видеоимпульсы поступают на выход генератора СН 3 при условии, что на его входе присутствует видеоимпульс серии пачек последовательностей огибающих радиоимпульсов СН. В результате на выходе генератора СН 3 генерируются серии пачек последовательностей радиоимпульсов СН, при этом часть радиоимпульсов СН формируется с параметрами: длительность 10 мкс, линейное изменение частоты от 500 МГц до 600 МГц; а остальные радиоимпульсы СН имеют параметры: длительность 9 мкс, линейное изменение частоты от 510 МГц до 600 МГц. Условная осциллограмма одной пачки последовательностей радиоимпульсов СН представлена на рис. 4.12, кривая И.

Серии пачек последовательностей радиоимпульсов СН с выхода генератора СН 3 поступают на вход высокочастотного усилителя 5, где усиливаются и при помощи антенны 7 излучаются в пространство в направлении предположительного нахождения широкополосного ПР 8.

В ПР 8 в результате его облучения сериями пачек последовательностей радиоимпульсов СН и серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов. В результате параметрической генерации в широкополосном ПР 8 в пространство переизлучается ОС в виде серий пачек

последовательностей радиоимпульсов ОС. Условная осциллограмма одной пачки последовательностей радиоимпульсов ОС представлена на рис. 4.12, кривая К).

ОС принимается антенной 9, усиливается высокочастотным усилителем 10 и поступает на сигнальный вход 2 приемника 11.

Антенной 9 так же принимаются серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов из-за пере отражений от местных предметов и подстилающей поверхности, далее серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов усиливаются высокочастотным усилителем 10 и поступают на сигнальный вход 2 приемника 11.

Принимаемые последовательности обрабатываются в приемнике 11. Обработка принимаемых последовательностей происходит на трех временных интервалах: на интервале пачки, на интервале последовательности, на интервале радиоимпульса ответного сигнала.

При обработке на интервале каждой пачки происходит сложение реализаций первой и второй принимаемых последовательностей

Результат такой обработки для одной пачки последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала представлен на рис. 4.13.

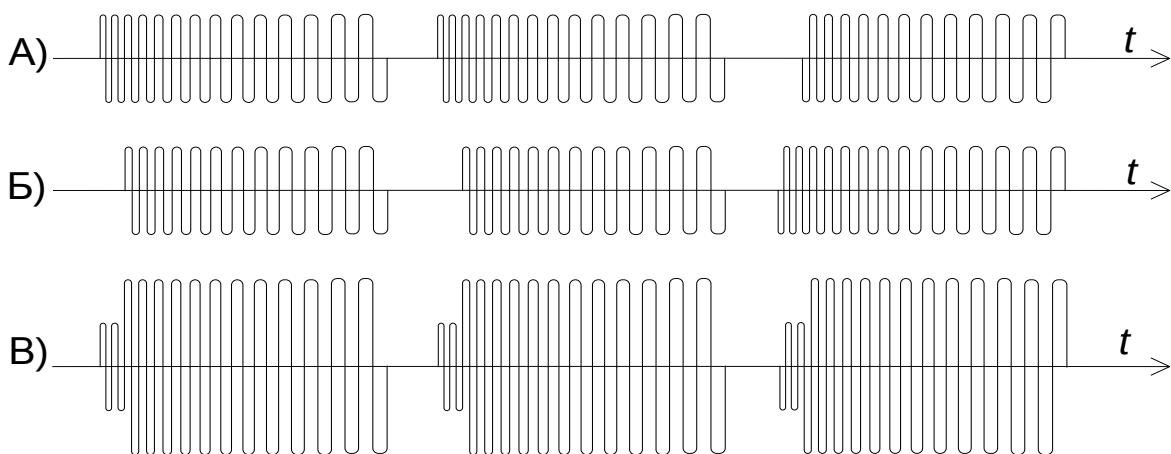


Рис. 4.13. Результат обработки для одной пачки последовательностей радиоимпульсов ответного сигнала

Рис.4.13.А) соответствует условной осциллограмме первой последовательности радиоимпульсов ОС, рис. 4.13.Б) соответствует условной осциллограмме второй последовательности радиоимпульсов ОС, рис. 4.13.В)

соответствует результату их сложения, хорошо виден результат когерентного сложения радиоимпульсов ОС.

Результат обработки для одной пачки из серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов представлен на рис. 4.14.

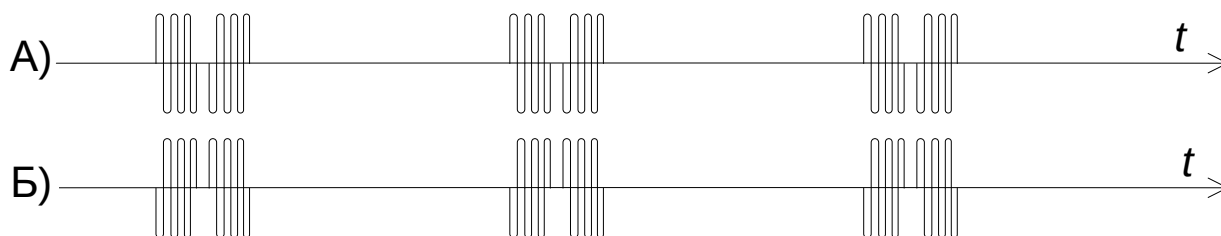


Рис. 4.14. Результат обработки для одной пачки из серии пачек последовательностей сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов

Рис.4.14.А) соответствует условной осциллограмме первой последовательности сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов, рис. 4.14.Б) соответствует условной осциллограмме второй последовательности сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов.

Результаты сложения для последовательности сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов в принципе соответствуют полной взаимной компенсации вспомогательных сигналов, так как они излучаются в первой и во второй последовательностях синхронно и в противофазе. Однако такой полной взаимной компенсации не происходит из-за проявления случайных факторов: шумов, изменений окружающей обстановки за время периода следования серий и т.д. Поэтому важно обеспечить, чтобы при обработке на временных интервалах, равных периоду следования последовательности и длительности радиоимпульса ответного сигнала не происходило накопления помеховых сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов.

Результаты обработки последовательности радиоимпульсов ОС в соответствии с выбранным законом кодирования представлены на рис. 4.15, здесь кривые А, Б, В соответствуют этапам обработки входного сигнала в соответствии с алгоритмом кода Баркера из 3-х элементов, на кривой Г представлен результирующий сигнал.

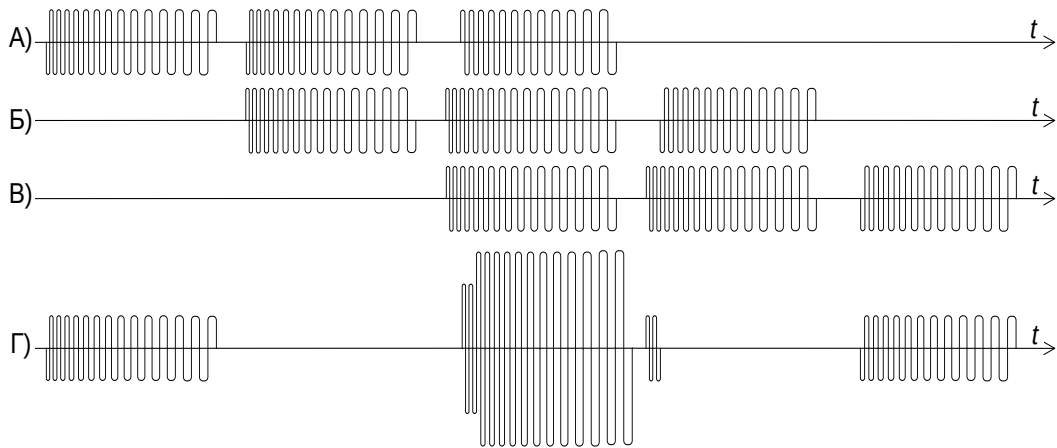


Рис. 4.15. Результаты обработки последовательности радиоимпульсов ответного сигнала в соответствии с выбранным законом кодирования в соответствии с алгоритмом кода Баркера из 3-х элементов

Хорошо видно, что в области главного максимума амплитуда сигнала увеличилась в три раза.

Результаты обработки в соответствии с выбранным законом кодирования последовательности сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов представлена на рис. 4.16, здесь кривые А, Б, В соответствуют этапам обработки входного сигнала в соответствии с алгоритмом кода Баркера из 3-х элементов, на кривой Г представлен результирующий сигнал. Хорошо видно, что накопления не происходит.

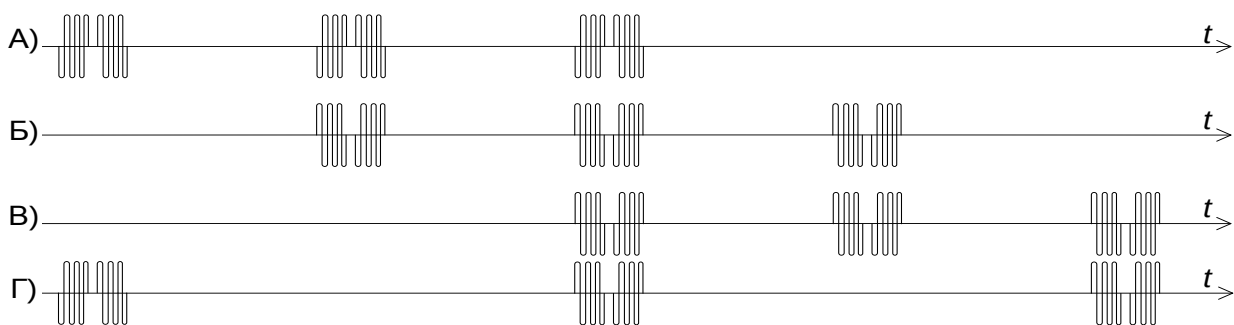


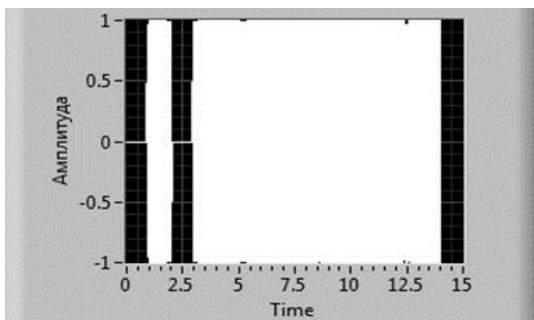
Рис. 4.16. Результаты обработки в соответствии с выбранным законом кодирования последовательности сдвоенных вспомогательных радиоимпульсов

Обработка каждого радиоимпульса ответного сигнала в фильтре, согласованном с ЛЧМ радиоимпульсом с линейным изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц, имеющим длительность 10 мкс приведет к появлению

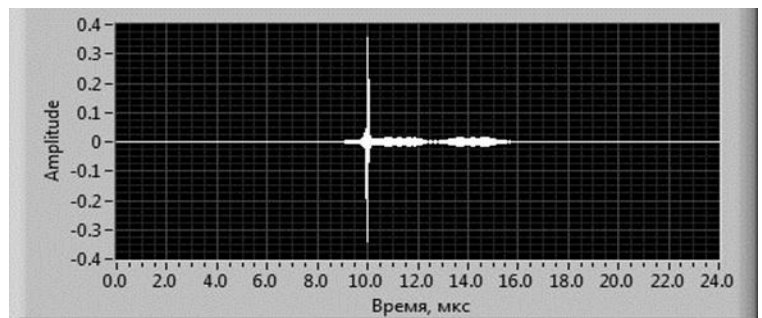
максимума выше уровня входного сигнала на величину базы. Выходной сигнал наблюдается на экране индикатора 12.

При превышении выходным сигналом порога обнаружения принимается решение о наличии в зоне обнаружения объекта, маркированного широкополосным ПР 8.

Указанная модернизация была выполнена на основе предложения автора об использовании для синхронизации ЛЧМ радиоимпульса СС с обратным законом изменения частоты. Такой СС осуществляет синхронизацию ОС, возбуждающихся в параметрическом рассеивателе, и подвергается наибольшему ослаблению, и не накапливается в приемнике поисковой установки. Средствами программного комплекса LabVIEW была выполнена апробация модернизированного метода формирования в ПР когерентной последовательности радиоимпульсов ОС. Последовательность радиоимпульсов ОС состоит из двух ЛЧМ радиоимпульсов СС с обратным законом изменения частоты и ЛЧМ радиоимпульса ОС, начало которого совпадает с концом второго синхронизирующего импульса. Длительность каждого из синхронизирующих радиоимпульсов равна расстоянию между ними (1 мкс), радиоимпульс с линейным законом изменением частоты от 250 МГц до 300 МГц, имеет длительность 10 мкс.



А) Смесь радиоимпульсов синхронизирующего сигнала и ответного сигнала с ЛЧМ с обратными законами на входе фильтра, согласованного с ответным сигналом



Б) Смесь радиоимпульсов синхронизирующего сигнала и ответного сигнала с ЛЧМ с обратными законами на выходе фильтра, согласованного с ответным сигналом

Рис. 4.17. Прохождение смеси радиоимпульсов синхронизирующего сигнала и ответного сигнала ЛЧМ с обратными законами изменения частоты через фильтр, согласованный с ответным сигналом

На рис. 4.17 представлен результат моделирования прохождения через фильтр, согласованный с ЛЧМ ответным сигналом смеси радиоимпульсов синхронизирующего сигнала и ответного сигнала с ЛЧМ с обратными законами изменения частоты. На рис. 4.17 Б видно, что после прохождения через фильтр, согласованный с ОС «полезный сигнал» складывается и накапливается, а синхронизирующие импульсы, являющиеся помехой взаимокompенсируются и растягиваются. На данное техническое решение получен патент на изобретение.

По нашим оценкам, реализация всех этих механизмов квазиоптимальной и оптимальной обработки ОС в модернизированном методе формирования в ПР и приеме ОС в приемнике поисковой установки ОС в виде последовательностей из ЛЧМ радиоимпульсов может позволить поднять чувствительность приемника на величину 30÷45 дБ.

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.

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 $\leq (2\div4) \%$ от длительности ОС.

4.4. Выводы по главе 4.

1. Подтверждено, что при воздействии на параметрический рассеиватель сигнала накачки в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов, в нем может быть сформирован ответный сигнал в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов с известным законом изменения начальной фазы, которые могут быть подвергнуты оптимальной обработке для когерентного накопления последовательностей и серий последовательностей радиоимпульсов. Для этого,

в момент совпадающий с передним фронтом радиоимпульса сигнала накачки на параметрический рассеиватель должен воздействовать синхронизирующий сигнал с частотой и фазой определяемыми известным законом изменения начальной фазы радиоимпульсов ответного сигнала.

2. Подтверждено, что так же как и для сигнала накачки в виде узкополосных радиоимпульсов задача оптимального приема ответного сигнала кроме процедур оптимальной или квазиоптимальной обработки ответного сигнала включает в себя задачу компенсации или ослабления синхросигнала. Для этого синхросигнал должен состоять из двух синхронизирующих радиоимпульсов, каждый из которых позволяет формировать радиоимпульсы ответного сигнала с противоположными начальными фазами.
3. Модельный эксперимент показал, что известный метод формирования в параметрическом рассеивателе и обработки в приемнике ЛЧМ радиоимпульсов ответного сигнала не позволяет организовать эффективное ослабление синхронизирующих сигналов в приемнике поисковой установки и должен быть модернизирован.
4. Модельный эксперимент по прохождению через фильтр, согласованный с ЛЧМ радиоимпульсом ответного сигнала различных радиоимпульсов в той же полосе частот показал, что наибольшему ослаблению подвергаются ЛЧМ радиоимпульсы с обратным законом изменения частоты.
5. Предложен вид запросного сигнала, состоящий из сигнала накачки в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов и синхронной последовательности синхронизирующих радиоимпульсов, каждый из которых состоит из двух коротких одинаковых ЛЧМ радиоимпульсов с обратными направлениями изменения частоты, при этом если синхронизация осуществляется первым радиоимпульсом с его задним фронтом совпадает передний фронт ЛЧМ радиоимпульса сигнала накачки, а если вторым, то совпадают передние фронты сигнала накачки и второго синхроимпульса. Данный запросный сигнал позволяет формировать ответный сигнал в виде последовательности ЛЧМ радиоимпульсов с известным законом изменения начальной фазы, при этом

синхронизирующий сигнал в приемнике поисковой установки подвергается наибольшему ослаблению и не накапливается. На данное техническое решение получен патент на изобретение.

Заключение

1. На основе анализа известных публикаций определено, что перспективными направлениями исследования являются апробация новых конструкций параметрических рассеивателей в виде четырехполюсников и исследование возможности применения в поисковых установках запросных сигналов, содержащих сигналы накачки в виде ЛЧМ радиоимпульсов.
2. Получены соотношения, позволяющие связать амплитудную характеристику, используемую в процессной модели параметрического рассеивателя с зависимостями, получаемыми при анализе эквивалентной схемы параметрического рассеивателя, которые позволили разработать методику математического моделирования свойств параметрических рассеивателей. Методика ориентирована на использование расчетных программных комплексов по анализу нелинейных радиотехнических схем.
3. Предложено антенну в эквивалентной схеме параметрического рассеивателя представлять в виде последовательного электрического контура, настроенного на центральную частоту излучения, сопротивление потерь которого равно сопротивлению излучения антенны, что позволило выполнять математическое моделирование параметрических рассеивателей - четырехполюсников, содержащих две антенны, настроенные на частоты сигнала накачки и ответного сигнала.
4. На основе численного и натурного экспериментов выполнена апробация новых конструкций параметрических рассеивателей – четырехполюсников и оптимизация значений величин их сопротивлений излучения по критерию достижения максимально возможного уровня ответного сигнала. Результаты математического моделирования находятся в хорошем качественном и удовлетворительном количественном соответствии с результатами натурных экспериментов.

5. На основе численного и натурного экспериментов показано, что увеличение числа параметрических генераторов в нагрузке параметрического рассеивателя можно рассматривать как возможный путь расширения полосы генерации, при этом с числом параметрических генераторов в нагрузке растет и уровень максимально-возможного ответного сигнала и уровень сигнала накачки необходимого для возбуждения параметрического рассеивателя.
6. На основе численного и натурного экспериментов показано, что новая конструкция параметрического рассеивателя с мостовой нагрузкой из четырех параметрических генераторов обладает лучшими показателями как по уровню ответного сигнала, так и минимальному уровню сигнала накачки необходимому для возбуждения параметрического рассеивателя.
7. Предложены и апробированы при помощи численного и натурного экспериментов новые конструкции полосковых параметрических рассеивателей в виде трехгенераторного и мостового полосковых параметрических рассеивателей.
8. На основе математического моделирования установлено, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала должны быть достаточно интенсивными, что позволяет, как - бы «подготовить» параметрический контур к возбуждению и существенно сократить переходные процессы при возбуждении ответного сигнала в параметрическом рассеивателе. На основе данного эффекта предложен метод формирования прямоугольных радиоимпульсов ответного сигнала, по которому перед облучением параметрического рассеивателя прямоугольным радиоимпульсом сигнала накачки он облучается коротким синхронизирующим сигналом с частотой ответного сигнала и амплитудой в Q раз меньше амплитуды радиоимпульса сигнала накачки, где Q – добротность параметрического контура в нагрузке параметрического рассеивателя.
9. Предложен и апробирован при помощи модельного эксперимента запросный сигнал, состоящий из ЛЧМ радиоимпульса сигнала накачки и синхронизирующего сигнала состоящего из двух коротких одинаковых ЛЧМ радиоимпульсов с обратными направлениями изменения частоты. Данный

запросный сигнал позволяет формировать ответный сигнал в виде ЛЧМ радиоимпульса, при этом синхронизирующий сигнал осуществляя синхронизацию в параметрическом рассеивателе, в приемнике поисковой установки, подвергается наибольшему ослаблению и не накапливается. На данное техническое решение получен патент на изобретение.

Автор выражает признательность и глубокую благодарность за помощь научному руководителю, д.т.н., профессору Н.Ю. Бабанову, научному консультанту данной работы д.т.н., профессору С.В. Ларцову, коллегам, оказавшим содействие в получении научных результатов на разных стадиях выполнения предлагаемой работы: к.т.н. Самарину В.П., к.т.н. Ключеву В.Ф., к.ф.-м.н. Ключеву А.В., к.т.н. Корсакову А.С., а так же д.п.н., профессору Червовой А.А., сотрудникам кафедры Радиотехники ННГУ им. Н.И. Лобачевского за предоставленную возможность для проведения экспериментальных работ по тематике диссертации, в частности д.т.н. Орлову И. Я., д.ф.-м.н. Канакову В. А., к.ф.-м.н. Лупову С.Ю.

Список литературы

1. Штейншлейгер В. Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами /В. Б. Штейншлейгер // Успехи физических наук. -1984.- т.142. - вып 1.- С. 131-135.
2. Горбачев А. А. Особенности зондирования электромагнитными волнами сред с нелинейными включениями /А. А. Горбачев // Радиотехника и электроника.- 1996.-т.41. - №2. С. 152-157.
3. 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.,
4. 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.
5. Семенов В.С Использование эффекта нелинейного рассеяния радиоволн для контроля и диагностики / В. С. Семенов В.С., Г. Н. Парватов, А. А. Попов, А. П. Рябцев. // Дефектоскопия.- 1999.- № 9.- С. 85-94.
6. Михайлов Г. Д. Рассеяние электромагнитных волн вибратором, нагруженным на высокочастотный полупроводниковый диод / Г. Д.Михайлов, В. В. Беляев, А. Т. Маюнов, С. Н. Разиньков. // Радиотехника.-1997.- №6.- С. 89-92.
7. 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.
8. Заборонкова Т. М. Излучение, каналирование и дифракция волн в магнитоактивной, неоднородной плазме: дис. д-ра физ.-мат. наук: 01.04.03 - Н.Новгород, 1995.- 389 с.
9. Семенихина Д. В. Анализ электродинамических структур с нелинейными нагрузкам: дис. д-ра физ.-мат. наук: 05.12.07 / Семенихина Диана Викторовна .-Таганрог, 2001г.- 520 с. .

10. Щербаков Г. Н. Параметрическая локация – новый метод обнаружения скрытых объектов / Г. Н. Щербаков // Спецтехника.- 2000.- №4.- С. 52-57.
11. 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.
12. Разиньков С. Н. Электродинамические модели широкополосных асимметричных элементов и дискретных структур: дис. д-ра физ.-мат. наук: 05.12.07 / Разиньков Сергей Николаевич .- Воронеж, 2006г.- 384 с.
13. Николаев А. В. Использование электромагнитного спектра при нелинейно-параметрической локации рукотворных объектов в полупроводящих средах /А. В. Николаев //Спецтехника. - 2011. - N 1. - С.37-43.
14. Николаев А.В. Влияние укрывающей среды на глубину зондирования в нелинейно-параметрической локации /Николаев А.В. // Спецтехника и связь. - 2011. - N 1. - С.26-32.
15. 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.
16. Бабанов Н. Ю. Анализ, моделирование и синтез конструкций пассивных нелинейных и параметрических рассеивателей : дис. д-ра техн. наук: 05.12.04.- Н.Новгород, 2016г.- 342 с.
17. Fastman A. Generation of Spurious Signals by nonlinearity of the transmission path/ A. Fastman, L. Horle // Proceedings of the IRE, 1940, v.28, p.438.
18. Hager R.O. Harmonic radar systems for near-ground in foliage nonlinear scatterers / R. O. Hager // IEEE Trans on Aerospace and Electron Systems. 1976. V-2 № 2. P. 35-39.
19. Штейншлейгер В. Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом / В. Б. Штейншлейгер // Радиотехника и электроника.- 1978.-т.23. - №7. - С. 1329-1338.

20. Штейншлейгер В. Б. О флуктуациях при нелинейном рассеянии радиоволн металлическими объектами / В. Б. Штейншлейгер, Г. С. Мисежников // Радиотехника и электроника, т.39, 1994, №7, с.1129-1131.
21. Штейншлейгер В. Б. О частотной зависимости эффекта нелинейного рассеяния радиоволн / В. Б. Штейншлейгер Г. С. Мисежников, М. М. Мухина, А. Г. Сельский // Радиотехника и электроника, 1987, т.32, N11, с.2444-2446.
22. Вернигоров Н.С. Нелинейный радиолокатор - эффективное средство обеспечения безопасности в области утечки информации / Н. С. Вернигоров // Конфидент.- 1996.-№1.- С. 67-69
23. Щербаков Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов / Г. Н. Щербаков // Спецтехника.- 1999.-№6.-С.34-39.
24. Щербаков Г. Н. Средства обнаружения тайников с оружием и боеприпасами в толще грунта / Г. Н. Щербаков // Спецтехника.-2000.-№2.-С.18-23.
25. Притыко С.М. Нелинейная радиолокация: принцип действия, область применения, приборы и системы / С. М. Притыко // Специальная техника.- 1995.- №12.- С. 21-24.
26. Франческетти Д. Антенны с нелинейной нагрузкой / Д. Франческетти, И. Пинто // В кн. Нелинейные электромагнитные волны: под ред. П. Усленги.- М.: Мир.- 1983.- С. 223-249.
27. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели / В. О. Кобак. - М.: Сов. радио, 1975.- 348с.
28. Щербаков Г. Н. Исследование рассеивающих свойств не линейного биконического отражателя – физической модели боеприпаса с электронными устройствами / Г. Н. Щербаков, А. В. Николаев, А. Г. Прохоркин, Р. И. Усманов, Ю. А. Шлыков // Спецтехника и связь № 1, 2011, стр. 33 – 39.
29. Разиньков С.Н. Использование антенн с нелинейной нагрузкой для калибровки систем измерения радиолокационных характеристик объектов на гармониках / С. Н. Разиньков, В. В. Беляев, А. Т. Маюнов, С. Н. Панычев, // Антенны.- 2001.- №5(51).- С. 52-56.

30. 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.
31. Bouthinon M. Passive microwave transponders, frequency for detecting theavvanche victims /M.Bouthinon, J.Gavan, F.Zadworny // Proceedings of the 10-th Microwave European Conference.- Warszawa.- 1980.- P. 65.
32. 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.
33. 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.
34. 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.
35. 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 .
36. 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.
37. Литвинов А. М. Радиокomплекс розыска маркеров / А. М. Литвинов // Патент РФ С1 2108596 RU, дата подачи заявки 11.10.1994г., опубликован 10.04.1998г., заявитель Государственный научно-исследовательский институт экстремальной медицины, полевой фармации и медицинской техники.

38. Горбачев П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей / П.А.Горбачев / Радиотехника и электроника.- 1995.- т.40.- №12.- С. 1761-1766
39. Горбачев П.А. Нелинейный рассеиватель электромагнитных волн, создающий субгармоники / П.А.Горбачев // Радиотехника и электроника.- 1999.- т.44.- №10.- С. 1164-1167.
40. 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 // Нелинейный мир.- 2007.- т.5.- №7-8.- С. 445-450.
41. Ларцов С. В. Зондирующий сигнал для обнаружения параметрических рассеивателей / С. В. Ларцов // «Радиотехника», 2000, N5, стр. 8-12.
42. Васенков А. А. О параметрах зондирующего сигнала при поиске субгармонических рассеивателей электромагнитных волн / А. А. Васенков, П. А. Горбачев // «Радиотехника», 2001, N9, стр. 41-44.
43. 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.
44. 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.
45. 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.
46. Ларцов С. В. Нелинейный пассивный маркер – параметрический рассеиватель // Патент на изобретение RU 2336538 С2, дата подачи заявки 28.06.2006г., опубликован 20.10.2008г., Бюл. № 29.

47. 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.
48. 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.
49. 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, Владимирский госуниверситет стр. 18-26.
50. Корсаков А. С. Повышение эффективности систем радиомаркировки, использующих пассивные субгармонические нелинейные рассеиватели / А. С. Корсаков // диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, Н.Новгород, 2012г.
51. 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.
52. 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 – ПТСПИ2013».-26-28июня 2013.- Владимир.- т.2.- С. 152-154.
53. Горбачев П.А., Заборонкова Т.М. Использование параметрического контура с автомодуляцией в качестве нагрузки рассеивателей электромагнитных волн. Нелинейная радиолокация, 2005, с. 60-62.

54. 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.
55. Васенков А. А. Комбинационный режим пассивного маркера - субгармонических рассеивателей электромагнитных волн / А. А. Васенков, П. А. Горбачев, Е. П. Чигин // Нелинейный мир, 2008г., т.6, №11-12, стр. 661-664.
56. 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, 2008г., т.4, №3, стр. 25-27.
57. 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, Владимирский госуниверситет, стр. 18-26.
58. Бабанов Н. Ю. Групповой параметрический рассеиватель / Н. Ю. Бабанов, А. С. Корсаков, С. В. Ларцов, И. С. Ларцов // Патент на полезную модель №90222, опубл. 27.12.2009, Бюл. №36.
59. Бабанов Н. Ю. Необходимые характеристики для описания пространственных свойств простых нелинейных рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, С. В. Ларцов // Радиотехника, 2009, №5, стр. 34-39.
60. Бабанов Н. Ю. Возможные конструкции отражательных решеток из нелинейных и параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов // Вестник ННГУ им Н.И.Лобачевского, 2010г., №6, стр. 59-67.
61. Бабанов Н. Ю. Способ обнаружения параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, А. С. Корсаков, С. В. Ларцов, И. С. Ларцов // Патент на изобретение RU 2408033C1, Бюллетень №36 от 27.12.2010г.
62. 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, стр. 82-92.

63. Бабанов Н. Ю. Способ обнаружения одноконтурных параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, А. С. Корсаков, И. С. Ларцов, С. В. Ларцов // Патент на изобретение RU 2413242C2, Бюллетень №6 от 27.02.2011г.
64. Бабанов Н. Ю. Нелинейный параметрический рассеиватель - пассивный датчик / Н. Ю. Бабанов, И. С. Ларцов, С. В. Ларцов // Патент на изобретение RU 2418304C1, Бюллетень №13 от 10.05.2011г.
65. Бабанов Н. Ю. Способ обнаружения двухконтурных параметрических рассеивателей Н. Ю. Бабанов, А. С. Корсаков, С. В. Ларцов, И. С. Ларцов // Патент Российской Федерации на изобретение №2455659 по заявке №2010136607, Бюллетень №19 от 10.07.12 по заявке № 2011105671 от 15.02.20.
66. Бабанов Н.Ю. Способ обнаружения маркеров - параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, М. А. Колтин, А. Ф. Пужайло, Е. А. Спиридович, А. А. Червова // Патент на изобретение RU 2441253C1, Бюллетень №3 от 27.01.2012г.
67. Бабанов Н. Ю. Способ обнаружения объектов, маркированных параметрическими рассеивателями / Н. Ю. Бабанов // Патент Российской Федерации на изобретение RU 2487366 по заявке № 2011128511, Бюллетень №19 от 10.07.2013 по заявке № 2011128511 от 03.07.2012г.
68. Бабанов Н.Ю. Двухконтурный параметрический рассеиватель / Н.Ю. Бабанов // Патент Российской Федерации на изобретение №2491573 по заявке №2012111797, Бюллетень №24 от 27.08.13.
69. Бабанов Н.Ю. Маркер-субгармонический параметрический рассеиватель / Н. Ю. Бабанов , С. В. Ларцов // Патент Российской Федерации на изобретение №2496123 по заявке №2012111796, Бюллетень №29 от 20.10.13.
70. Бабанов Н.Ю. Способ обнаружения одноконтурных параметрических рассеивателей с нелинейным формированием синхронизирующего сигнала / Н.Ю. Бабанов // Патент Российской Федерации на изобретение №2496122 по заявке №2011105671, Бюллетень №29 от 20.10.13.

71. Бабанов Н.Ю. Субгармонический параметрический рассеиватель / Н. Ю. Бабанов, А. А. Куликов, С. В. Ларцов // Патент Российской Федерации на изобретение №2495450 по заявке №2012111791, Бюллетень №28 от 10.10.13.
72. Бабанов Н. Ю. Обнаружитель объектов, содержащих нелинейные элементы / Н. Ю. Бабанов, С. В. Ларцов // Патент Российской Федерации на изобретение №2513712 по заявке №2012121521, Бюллетень №11 от 20.04.14.
73. Бирюк Н. Д. Основы теории параметрических радиочепей / Н. Д. Бирюк, Юргелас В.В. // Воронеж: Издательско-полиграфический центр Воронежского государственного университета, 2012. - 127 с.
74. Бабанов Н. Ю. Об измерениях характеристик, необходимых при конструировании пассивных нелинейных радиоответчиков / Бабанов Н.Ю., Ларцов С.В. // Датчики и системы, 2014г., №9, стр. 20-25.
75. Бабанов Н. Ю. Моделирование процессов переизлучения на частоте половинной субгармоники сигнала накачки в одноконтурном параметрическом рассеивателе / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов, В. П. Самарин // Известия высших учебных заведений. Радиофизика 2015.- т.58.- №4.- С. 326-337.
76. 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.
77. 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.
78. 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.
79. 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.

80. 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.
81. 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.
82. 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.
83. 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.
84. Синявский Г. П. Анализ физических процессов нелинейного 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.
85. Szalelski K. The vibrations on self excited with parametric excitation and non-symmetric elasticity characteristic / K. Szalelski // Mech. Theory i stosow. -1991.- 29. -№1.- P. 59-73.
86. 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.
87. Трэвис Дж. LabVIEW для всех / Дж. Трэвис, Дж.Кринг // 4-е издание, переработанное и дополненное - М.: ДМК Пресс, 2011. - 904 с.
88. Суранов А. Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям / А. Я. Суранов // – М.: ДМК Пресс, 2007. – 536 с.

89. Бирюк Н. Д. Физическое толкование явления параметрического резонанса, энергетический подход / Н. Д. Бирюк, Ю. Б. Нечаев, В. Н. Финько. // Вестник Воронежского госуниверситета, Физика, математика, 2005, с.20-25.
90. Бабанов Н. Ю. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей с несколькими параметрическими контурами в нагрузке / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов // Труды XIX Научной конференции по радиофизике.- Н.Новгород.- ННГУ.- 2015.- С. 74-75.
91. Каплан А.Е. Параметрические генераторы и делители частоты / А.Е.Каплан, Ю.А.Кравцов, В.А.Рылов.- М.: Сов. Радио, 1966.- 335с.
92. Бирюк Н.Д. Проблема устойчивости параметрического контура с положительными элементами / Н.Д. Бирюк, Ю.Б. Нечаев, В.Н. Финько // Телекоммуникации. 2005. - №6. - С.12.
93. Damgov V. N. Non-linear resonance and parametric phenomena in a complicated oscillating circuit / V. N. Damgov // IEEE Proceeding. Part G. -Electronic Circuits and Systems. - 1984. - v. 31. - №1. - P. 24-28.
94. Leon B. J. Solution of a difference equation permanent to linear, parametric electric networks / B. J Leon // Quarterly of applied Mathematic. 1961. -v. 19.-April.-№1.
95. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский // Учебник для вузов.-3-е изд., доп. и перераб. - М.:Радио и связь, 1981. - 280с.
96. Никольский В. В. Антенны / В. В. Никольский // изд. "Связь", Москва, 1966. - 368с.
97. Красноголовый Б. Н. Варакторные умножители частоты/ Б. Н. Красноголовый, Л. Г. Плавский // Изд. БГУ, 1979, 288с.
98. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем/ И. П. Степаненко // изд. 3-е, перераб. и доп. М., "Энергия", 1973.608с.
99. Заездный М. А. Основы расчетов нелинейных и параметрических радиотехнических цепей/ М. А. Заездный // М.,-"Связь"-1973, -447с.
100. Орлов И. Я. Курс лекции по основам радиоэлектроники: Учебное пособие/ И. Я. Орлов //Н. Новгород: Издательство Нижегородского госуниверситета им. Н.И. Лобачевского, 2005. - 168с.

101. Крылов В. В. Основы теории цепей для системотехников: Учеб. пособие для вузов / В. В. Крылов, С. Я. Корсаков // - М.: Высш. шк., 1990.-224с.
102. Ключев А. В. Моделирование параметрических рассеивателей нагруженных на несколько параметрических генераторов/ А. В. Ключев // Материалы Международной научно-технической конференции, 1 – 5 декабря 2015 г. INTERMATIC – 2015, часть 4. МИРЭА. МОСКВА. с.209-212.
103. Бабанов Н. Ю. Использование параметрических рассеивателей для маркировки индивидуальных средств спасения, терпящих бедствие на воде / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов, В. П. Самарин // Проектирование и технология электронных средств. - 2014, №1, стр.47-54.
104. Бабанов Н. Ю. Моделирование мостовой схемы параметрического рассеивателя / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов, В. П. Самарин // Труды XIX Научной конференции по радиофизике.- Н.Новгород.- ННГУ.- 2015.- С. 76-77.
105. Ломан В. И. Зарубежная радиоэлектроника/ В. И. Ломан, М. Д. Ильинов, А. Ф. Гоцуляк // 1981. №10.С.99-116.
106. Бабанов Н.Ю. Моделирование мостового параметрического рассеивателя / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов, В. П. Самарин // Проектирование и технология электронных средств.- 2015.- №2.- С. 15-20.
107. Ключев А. В. Экспериментальные исследования мостового параметрического рассеивателя/ А. В. Ключев // Материалы Международной научно-технической конференции. 1 – 5 декабря 2015 г. INTERMATIC – 2015, часть 4. МИРЭА. МОСКВА. с.205-208.
108. Ключев А. В. Экспериментальное исследование мостовой схемы параметрического рассеивателя/ А. В. Ключев //Научный поиск. - №2, стр. 40-42.
109. Бабанов Н. Ю. Экспериментальные исследования параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов // Проектирование и технология электронных средств. - 2015, №1. стр. 47-50.

110. Ключев А.В. Экспериментальное исследование полосковых параметрических рассеивателей / Н.Ю. Бабанов, А.В. Ключев, С.В. Ларцов //Материалы XXII международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ–2016 посвященной 80-летию РТФ – ФРК – ФИСТ – ИРИТ, - Нижний Новгород, -ННГУ.- 2016.- С. 62-63.
111. Ключев А.В. Экспериментальное исследование мостовой схемы параметрического рассеивателя// Труды VIII Международной научной конференции «Шуйская сессия студентов, аспирантов, педагогов, молодых ученых “Университет - новой школе”», г. Шуя18-19 июня 2015г.-с.87-88.
112. Ротхаммель К. Антенны / К. Ротхаммель // М.:Энергия, - 1979. - 320 с.
113. Бабанов Н. Ю. Формирование ответных сигналов в параметрическом рассеивателе в виде ЛЧМ радиоимпульсов / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев // Материалы XXI Международной научно-технической конференции. «Информационные системы и технологии ИСТ-2015».- Нижний Новгород.- НГТУ.- С. 57.
114. Лёзин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Ю. С. Лзин //Советское радио.1963 г. 320 с.
115. Доматырко Д. Г. Исследование ЛЧМ сигналов в моделях нелинейного радиолокационного зондирования объектов / Д. Г. Доматырко, С. Н. Панычев, П. П. Чураков // Вестник Воронежского государственного технического университета Выпуск № 5-1, том 10, 2014, с.21-25.
116. Бабанов Н. Ю. Способ обнаружения широкополосных параметрических рассеивателей / Н. Ю. Бабанов, А. В. Ключев, С. В. Ларцов, В. П. Самарин // Патент Российской Федерации на изобретение №2532258 по заявке 2013135592 от 29.07.2013, опубликовано 10.11.2014 Бюллетень № 31.

Приложение. Акт внедрения ФГУП РФЯЦ-ВНИИЭФ

УТВЕРЖДАЮ

Главный конструктор РФЯЦ-ВНИИЭФ

В.Н. Фомченко

«30»

2015 г.



А К Т № 77/AB08-2015

о внедрении результатов диссертации Клюева Андрея Викторовича
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:

результат диссертационных исследований Клюева А.В., вошедший в его диссертационную работу «Преобразование радиосигналов в параметрических рассеивателях», а именно «предложен и апробирован при помощи модельного эксперимента запросный сигнал, состоящий из ЛЧМ радиоимпульса сигнала накачки и ЛЧМ радиоимпульса синхронизирующего сигнала с обратным направлением изменения частоты, позволяющий формировать ответный сигнал в виде ЛЧМ радиоимпульса, при этом синхронизирующий сигнал, осуществляя синхронизацию в параметрическом рассеивателе в приемнике поисковой установки, подвергается наибольшему ослаблению и не накапливается», ранее опубликованный в статье Н.Ю.Бабанов, А.В.Клюев, С.В.Ларцов, В.П.Самарин «Использование параметрических рассеивателей для маркировки индивидуальных средств спасения, терпящих бедствие на воде» в журнале «Проектирование и технология электронных средств», 2014г., №1., С. 47-54 и патенте 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, опубликован 10.11.2014г. в Бюллетене № 31, использован в научно-исследовательской работе «Концепция построения многокомпонентной модульной структуры безопасного информационного взаимодействия с функцией метеоуровневой защищенности».

Результат исследований, выполненных непосредственно Клевым А.В., отражен в отчете о научно-исследовательской работе РФЯЦ-ВНИИЭФ (БИТС.ОТН01-2015 от 24.09.2015 г.).

Председатель комиссии:

А.И. Астайкин

Члены комиссии:

С.Н. Гончаров

Д.Б. Николаев

М.В. Марунин