

На правах рукописи

Давыдочкин Вячеслав Михайлович

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПРЕЦИЗИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ
УРОВНЯ ЖИДКОСТИ ЧМ-РАДИОЛОКАТОРАМИ
ПРИ ДЕЙСТВИИ КОМПЛЕКСА МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ**

Специальность 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание учёной степени
доктора технических наук



Москва – 2019

Работа выполнена на Рязанском ООО предприятие «КОНТАКТ-1»

Официальные оппоненты: **Захарченко Владимир Дмитриевич**,
доктор технических наук, профессор,
профессор Волгоградского государственного
университета

Кошелев Виталий Иванович,
доктор технических наук, профессор, заведующий
кафедрой радиотехнических систем Рязанского го-
сударственного радиотехнического университета

Шахтарин Борис Ильич,
доктор технических наук, профессор,
профессор Московского государственного техни-
ческого университета им. Н.Э. Баумана

Ведущая организация: АО «Научно-исследовательский институт прибо-
ростроения им. В.В. Тихомирова»,
г. Жуковский

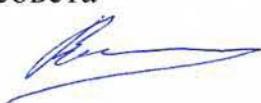
Защита состоится «27» июня 2019 г. в 14 часов на заседании диссер-
тационного совета Д 212.141.11 при Московском государственном техническом
университете им. Н.Э. Баумана по адресу: г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5,
стр. 1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МГТУ им. Н.Э. Бау-
мана и на сайте <http://www.bmstu.ru>

Автореферат разослан «_____» 2019 г.

Ваши отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью
организации, просим направлять по адресу: 105005, Москва, 2-я Бауманская
ул., д. 5, стр. 1, учёному секретарю диссертационного совета Д 212.141.11.

Учёный секретарь диссертационного совета
доктор технических наук, профессор



И.Б. Власов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Во многих отраслях промышленности, при организации контроля и управления технологическими процессами, ключевой является проблема измерения уровня жидкости в различных резервуарах. Её решение с использованием радиолокатора с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала привлекает всё большее внимание из-за потенциально высокой точности измерений. Уровень жидкости определяется по измеренному расстоянию до неё, с учётом высоты установки радиолокационного дальномера (РЛД). Большие и постоянно растущие потребности промышленности в таких приборах привели к тому, что последние несколько десятилетий многие десятки фирм в мире занимаются созданием, производством и постоянным совершенствованием характеристик подобных приборов. Наиболее известные из них: германские VEGA, KROHNE, Endress&Hauser, шведская SAAB TANK Control, голландская ENRAF и др., которые выпускают как бесконтактные уровнемеры с зондированием жидкости в пространстве резервуара, так и волноводные уровнемеры. В России это предприятия: «Деталь» в г. Каменск-Уральский, ГНПП «Исток» в г. Фрязино, АОЗТ «Лимако» в г. Тула, ООО предприятие «КОНТАКТ-1» в г. Рязань и ЗАО Альбатрос в г. Москва. Многие мировые производители таких приборов достигли довольно высоких качественных показателей. Но условия конкуренции не позволяют разработчикам подробно раскрывать принципы работы приборов и методы обработки сигналов, обеспечивающие достижение высокой точности и надёжности работы. В этой связи развитие выпускаемых приборов, в основном, находит своё отражение в патентной литературе.

Для ЧМ-уровнемеров важнейшим требованием является точность измерения расстояния, однозначно связанного с разностной частотой сигнала на выходе смесителя. Большинство фундаментальных теоретических результатов по ЧМ радиолокации было опубликовано в работах А.Ф.Богомолова, А.С.Виницкого, И.С.Гоноровского, А.Г.Сайбеля, Д.К.Бартона, А.П.Сиверса, М.И.Сколника и др. А в создание и развитие высокоэффективных методов оценки параметров сигналов, в том числе и радиолокационных, большой вклад внесли: В.Г.Андреев, П.А.Бакулов, Ю.А.Брюханов, В.В.Быков, Д.Е.Вакман, В.В.Витязев, Л.М.Гольденберг, А.В.Дворкович, В.П.Дворкович, В.А.Зверев, В.В.Калмыков, Л.В.Лабунец, А.А.Ланнэ, В.А.Лихарев, А.А.Монаков, В.А.Казаков, С.Н.Кириллов, С.А.Климов, В.В.Костров, В.И.Кошелев, Ю.Н.Паршин, А.И.Перов, В.Ф.Писаренко, М.Б.Свердлик, В.Н.Скосырев, Ю.Г.Сосулин, Г.П.Тартаковский, В.И.Тихонов, А.М.Трахтман, А.П.Трифонов, И.Б.Федоров, В.К.Хохлов, В.В.Чапурский, Б.И.Шахтарин, Я.Д.Ширман, А.Б.Шмелев, В.Барсион, Р.Беллман, Дж.Берг, Р.Б.Блэкман, Д.Ваттс, Г.Дженкинс, С.Л.Дольф, Дж.Ф.Кайзер, Дж.У.Кули, С.Л.Марпл-мл, А.В.Оппенгейм, Г.Темеш, Дж.В.Тьюки, К.Хелстром, Ф.Дж.Хэррис и многие другие. К настоящему времени исследования, посвящённые измерению уровня ЧМ-дальномерами, проведены в докторских диссертациях В.В.Езерского, В.Д.Захарченко, В.С.Паршина, кандидатских диссертациях А.А.Багдагюляна, И.В.Баранова, В.П.Мещерякова, работах А.А.Атаянца, В.Я.Носкова, С.М.Смольского D. Bruimbi, K.O. Edvardsson и др. В них подробно исследова-

ны возможности снижения методической погрешности в спектральной и временной областях, возможности применения методов сверхрелеевского разрешения сигналов и некоторые недостатки при их использовании в уровнях с ЧМ. Частично рассмотрено влияние нелинейности модуляционной характеристики ЧМ генератора. Детально исследовано влияние шума. Но в радиолокаторах для систем измерения уровня отношение сигнал-шум высокое, как правило, выше 30 дБ. Поэтому основную роль здесь играют систематические погрешности, которые определяются спецификой условий получаемых сигналов и спецификой требований к уровням. Несмотря на большой объём исследований и рекомендаций названных выше авторов, во многих практических случаях, погрешность значительно превышает допустимую из-за специфики получаемых сигналов.

В системах измерения уровня диапазон измеряемых расстояний составляет от единиц сантиметров до 30÷50 метров. Измерения могут выполняться в условиях значительного изменения параметров окружающей среды, осаждения конденсата влаги и контролируемой среды с намораживанием льда в антенно-волноводных трактах (АВТ). При этом профилактическое обслуживание АВТ обычно исключено. Во многих случаях приходится использовать длинные волноводные тракты, в частности, для измерений в подземных хранилищах или через защитные бетонные перекрытия, снижающие радиационное влияние.

Анализ результатов многочисленных испытаний и многолетнего опыта промышленной эксплуатации радиолокационных уровнемеров показывает, что из-за специфики условий применения уровнемеров, помимо сигналоподобных помех и шума, наиболее существенными препятствиями получения высокой точности измерений, в соответствии с их значимостью, являются:

- паразитная ЧМ, вызванная частотной дисперсией электромагнитных волн в АВТ;
- изменение скорости распространения электромагнитных волн в волноводе, при изменении диэлектрической проницаемости среды в нём;
- паразитная ЧМ, вызванная влиянием эха сигналов на режим работы генератора;
- помехи из-за ограниченных размеров резервуара, в частности краевые волны;
- отражение от дна резервуара при зондировании радиопрозрачной жидкости;
- комбинационные помехи и попутный поток волн, образующие «виртуальные отражатели»;
- импульсные помехи, созданные возбуждением высших типов волн на неоднородностях АВТ.

В традиционной радиолокации, с относительно низкими требованиями к погрешности измерения, большинство из перечисленных мешающих факторов не учитывается или отсутствуют, поэтому не рассмотрены. Не учтены или недостаточно учтены перечисленные факторы и в работах названных выше авторов. Для прецизионной ЧМ-радиолокации, с допустимой погрешностью единицы миллиметров и менее, учёт мешающих факторов важен, т.к. они могут на

несколько порядков увеличивать погрешность измерения по сравнению с идеальными условиями. В этой связи актуальными являются научные проблемы создания методов снижения влияния мешающих факторов и методов обработки сигналов, учитывающих мешающие факторы в радиолокаторах с ЧМ

Мешающие факторы негативно сказываются и на процессах разработки и производства уровнемеров, в которых одними из важнейших являются этапы их испытания и сертификации, выполняемые на поверочных установках. Основным элементом поверочной установки является радиолокационный отражатель (РЛО). Анализу и конструированию РЛО посвящён ряд работ, в том числе и монография В.О. Кобака, в которых, однако, отсутствуют сведения о связи размеров и формы РЛО с погрешностью измерения расстояния. В этой связи актуальной является научная проблема создания методов синтеза РЛО с заданными свойствами.

Для уровнемеров с диапазоном измеряемых расстояний в несколько десятков метров этап сертификации осложняется возможностью размещения поверочной установки в безэховой камере или помещении с ограниченными размерами. В этой связи актуальной является проблема создания компактных поверочных установок и методов прецизионной калибровки и сертификации приборов в таких установках.

Таким образом, несмотря на актуальность и повышенный интерес к указанной области исследования, пока не решена научная проблема прецизионного измерения уровня жидкости ЧМ-радиолокаторами при действии комплекса мешающих факторов, имеющая важное хозяйственное значение.

Целью диссертации является создание методов и алгоритмов прецизионного измерения уровня жидкости радиолокаторами с частотной модуляцией, при действии комплекса мешающих факторов, а также разработка методов проектирования технических средств для их испытания, прецизионной калибровки и сертификации.

Поставленная цель включает решение следующих задач:

1. Разработку моделей сигналов и помех, которые адекватно учитывают комплекс мешающих факторов при работе радиолокационных дальномеров с ЧМ в системах измерения уровня жидкости.
2. Аналитическое исследование погрешности оценки разностной частоты РЛД с ЧМ в условиях, характерных для систем измерения уровня жидкости.
3. Синтез весовых функций (ВФ), которые позволяют снижать погрешности измерения разностной частоты сигнала.
4. Оптимизацию известных, наиболее эффективных методов снижения погрешности оценки частоты радиосигнала, при действии мешающих факторов.
5. Разработку методов и алгоритмов пространственной селекции помеховых сигналов, порождённых элементами конструкции резервуаров, для широкополосных ЧМ сигналов.
6. Разработку методов и алгоритмов формирования и обработки сигналов РЛД, обеспечивающих снижение погрешности измерения расстояния при действии комплекса мешающих факторов.
7. Проверку полученных теоретических результатов методами численного моделирования и экспериментальными исследованиями.

8. Разработку методов проектирования оборудования для испытаний, прецизионной калибровки и сертификации РЛД с ЧМ.

9. Практическую реализацию разработанных методов, алгоритмов, устройств и оборудования для испытаний и сертификации прецизионных РЛД с ЧМ.

Методы исследования. При проведении исследований использовались: теория и методы дифференциального и интегрального исчисления, вычислительной линейной алгебры. Теоретические результаты сравнивались с результатами численного моделирования и с экспериментальными результатами. Технические решения, полученные на основе теоретических результатов и численного моделирования, положенные в основу разрабатываемых устройств, исследовались экспериментально с использованием макетных, опытных и серийных образцов РЛД.

Научная новизна полученных в диссертации результатов

1. Усовершенствованы модели сигналов и помех, которые адекватно учитывают комплекс мешающих факторов при работе РЛД с ЧМ в системах измерения уровня жидкости.

2. Получены аналитические выражения для погрешности оценки частоты сигнала, взвешенного произвольной ВФ, на фоне сигналоподобных помех, адекватно отражающих уровень погрешности при отношении сигнал-помеха от единицы и более.

3. Разработан метод синтеза ВФ и получены аналитические выражения для адаптируемых ВФ (АВФ), формы которых могут задаваться варьируемыми параметрами таким образом, чтобы на частоте полезного сигнала спектральные плотности амплитуд (СПА) сигналоподобных помех были равны нулю вместе с заданным количеством их производных.

4. Доказано, что на основе АВФ возможно создание ВФ с предельно низким уровнем боковых лепестков спектра, при заданной ширине основного лепестка и заданной скорости уменьшения боковых лепестков спектра. В частности, при равномерных боковых лепестках спектры ВФ на основе АВФ совпадают со спектром ВФ Дольфа-Чебышева.

5. Синтезированы алгоритмы спектральной обработки радиосигнала на фоне сигналоподобных помех и шума, снижающие погрешность оценок частоты и амплитуды сигнала за счёт использования АВФ.

6. Предложено дополнить традиционную систему параметров, характеризующую спектральные свойства ВФ, такими параметрами, как относительная погрешность оценки частоты и максимальная относительная погрешность оценки частоты, которые позволяют осуществлять объективный выбор ВФ при оценке частоты.

7. Разработаны методы оптимизации параметров ВФ на основе АВФ по критерию минимума уровня боковых лепестков спектра при заданной скорости уменьшения боковых лепестков и заданной ширине основного лепестка спектра, а также по критериям минимума погрешности оценки частоты отрезка гармонического сигнала на фоне помех. С использованием предложенных методов оптимизации создан каталог весовых функций, которые превосходят лучшие

известные ВФ по уровню боковых лепестков спектра до 12 дБ и более и обеспечивают уменьшение погрешности оценки частоты до двух раз и более.

8. Получены аналитические выражения для погрешности оценки частоты сигнала, взвешенного АВФ, на фоне помех и паразитной частотной модуляции из-за отражённых сигналов, проникающих в ЧМ генератор, на основе которых получены связи погрешностей с параметрами узлов РЛД, сформулированы требования к этим узлам и разработаны методы повышения точности измерения расстояния, основанные на согласованном выборе геометрических размеров АВТ и варьируемых параметров АВФ, создан каталог ВФ, минимизирующих погрешность оценки частоты при заданной длине АВТ.

9. Разработаны аналитические выражения и методы пространственной селекции сигналов на основе АВФ.

10. Синтезированы законы ЧМ зондирующего сигнала, исключающие составляющую погрешности, вызванную частотной дисперсией в АВТ, на основе которых предложены алгоритмы измерения расстояния, позволяющие снизить указанную погрешность в десятки и сотни раз, по сравнению с линейной ЧМ.

11. Разработаны: метод нелинейного изменения временного масштаба ВФ, модифицированные дискретные преобразования Фурье и модифицированные сигнальные функции, позволяющие в десятки раз снизить погрешности измерения расстояния при одновременном влиянии частотной дисперсии в АВТ и помех по сравнению с методами, не учитывающими частотную дисперсию.

12. Доказано, что предложенные модифицированные дискретные преобразования Фурье и модифицированные сигнальные функции позволяют измерять расстояние волноводным уровнемером при средней разностной частоте сигнала как ниже, так и во много раз выше частоты дискретизации.

13. Разработаны методы повышения точности измерения расстояния в системах измерения уровня заполнения резервуаров жидкостью, при изменении скорости распространения электромагнитных волн из-за изменения диэлектрической проницаемости среды в АВТ и газовой среды над контролируемой поверхностью.

14. Разработаны методы синтеза РЛО и экранов с заданным уровнем подавления поля помех, позволяющие создавать поверочные установки для объективных испытаний и сертификации РЛД.

15. Разработаны методы создания компактных поверочных установок на основе синтезированных отражателей с использованием многократно переотражённых волн, позволяющие, по меньшей мере, вдвое сократить необходимые размеры безэховых камер и помещений.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Предложенные модели сигналов, адекватно учитывают комплекс мешающих факторов при работе РЛД с ЧМ в системах измерения уровня жидкости, а полученные аналитические выражения для погрешности оценивания разностной частоты сигнала расширяют область применения этих выражений до отношения сигнал-помеха равного единице, в указанной области до 20 раз уменьшают смещение оценки погрешности, по сравнению с известными выражениями, и позволяют синтезировать алгоритмы для снижения погрешности оценки частоты.

2. Разработанные метод синтеза и аналитические выражения для АВФ позволяют создавать алгоритмы снижения погрешности оценки частоты сигнала на фоне помех, оптимизировать спектральные характеристики ВФ по различным критериям, превосходящие характеристики лучших известных ВФ, и выполнять пространственную селекцию сигналов.

3. Разработанные методы и алгоритмы снижения погрешности оценки частоты сигнала на фоне помех, шума и паразитной ЧМ, вызванной влиянием отражённых сигналов на ЧМ-генератор, основанные на свойствах АВФ, позволяют снизить погрешность оценок от десятков процентов до нескольких порядков, в зависимости от условий измерения, по сравнению с алгоритмами, использующими традиционные ВФ.

4. Разработанные методы и алгоритмы оценки разностной частоты сигнала и расстояния в условиях влияния паразитной ЧМ, вызванной частотной дисперсией электромагнитных волн в АВТ, заключающиеся в нелинейном преобразовании временного масштаба ВФ, адаптивном управлении законом ЧМ, использовании модифицированных интегрально-дискретных преобразований Фурье и модифицированных сигнальных функций, обеспечивают снижение погрешности измерения расстояния в десятки раз в системах измерения уровня, по сравнению с методами, не учитывающими частотную дисперсию, и позволяют проводить измерение расстояния в волноводных уровнях при средней разностной частоте сигнала как ниже, так и во много раз выше частоты дискретизации.

5. Разработанные методы и алгоритмы измерения расстояния волноводными уровнями при изменении скорости распространения электромагнитных волн, вызванной изменением диэлектрической проницаемости среды в волноводе, основанные на согласованном выборе критической частоты волновода и диапазона ЧМ, анализе зависимости от времени мгновенной разностной частоты, сравнении расстояния до жидкости с расстоянием до эталонных отражателей, позволяют снизить погрешность в десятки и сотни раз, в зависимости от величины изменения диэлектрической проницаемости среды.

6. Разработанные методы синтеза РЛО и экранов позволяют создавать системы испытания и сертификации РЛД, у которых уровень помех в рабочих зонах меньше уровня помех традиционных систем на 13 дБ и более и позволяют создавать компактные поверочные установки с использованием многократно переотражённых волн, с уменьшенными по меньшей мере вдвое, необходимыми размерами безэховых камер и помещений.

Теоретическая и практическая значимость и внедрение результатов работы. Полученные результаты развивают теорию частотной радиодальнометрии в системах измерения уровня и теорию оценивания параметров радиосигналов, в условиях воздействия комплекса мешающих факторов, и могут использоваться при проектировании радиотехнических и радиолокационных систем с алгоритмами прецизионного оценивания параметров сигналов.

Представленные результаты получены и используются на Рязанском «ООО предприятие «КОНТАКТ-1»», а также в учебном процессе Рязанского государственного радиотехнического университета, что подтверждено актами о внедрении.

На основе полученных теоретических результатов разработаны, сертифицированы, внесены в Государственный реестр средств измерений и серийно выпускаются уровнемеры высокой точности БАРС 351, БАРС 352, БАРС351М, подготовлен к выпуску уровнемер высокой точности БАРС121, создана установка поверочная УП-01, которая внесена в Государственный реестр средств измерений и эксплуатируется более 15 лет. Разработанные приборы поставляются промышленным предприятиям России и за рубеж.

Технические решения, предложенные на основе полученных теоретических результатов, защищены патентами Российской Федерации.

Высокий научно-технический и потребительский уровень разработанных РЛД и оборудования для их испытания и сертификации подтверждается дипломами и медалями международных выставок, в частности:

- дипломом и золотой медалью 5-го Московского международного салона инноваций и инвестиций 2005 г. – БАРС352И;
- дипломами и серебряными медалями 7-го Московского международного салона инноваций и инвестиций 2007 г. – БАРС352И.XX и 7-го Международного салона «Архимед» 2018 г. – БАРС121;
- дипломами и бронзовыми медалями 8-го Московского международного салона инноваций и инвестиций 2008 г.: Установка поверочная УП-01; уровнемер БАРС322МИ;
- дипломом 8-й Международной специализированной выставки «АТОМНАЯ ПРОМЫШЛЕННОСТЬ» 2008 г.;
- дипломами Программы «100 ЛУЧШИХ ТОВАРОВ РОССИИ»:
№ 20076201011201 – БАРС351И.XX; №2008620101301 – БАРС322МИ-XX,
№ 2015620101504 – БАРС351И.XX; № 2015620101501 – БАРС352И.XX;
№2017620101601 – БАРС351И.XX.

Достоверность и обоснованность результатов исследований обусловлена: корректной постановкой задач при теоретических исследованиях; точными аналитическими решениями; тестированием полученных теоретических результатов численным моделированием на основе математических моделей, адекватно отражающих реальные физические процессы в рассматриваемых задачах; совпадением экспериментальных результатов с теоретическими и известными, в частных случаях, данными других авторов, серийным производством семейства прецизионных радиолокационных уровнемеров с разработанными в диссертации методами и алгоритмами прецизионного измерения уровня жидкости при действии комплекса мешающих факторов и многолетним опытом их промышленной эксплуатации; внесением разработанных приборов и оборудования в Государственный реестр средств измерений.

Апробация работы. Основные теоретические положения и практические результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на: 7-м Всесоюзном симпозиуме «Теория дифракции и распространение волн» (г. Ростов-на-Дону, 1977); Научно-методическом семинаре высшей школы по прикладной электродинамике (Москва 1977); 8-й, 12-й, 18-й, 21-й, 24-й Международных НТК «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 2002, 2006, 2012, 2015, 2018); Международной 15-й НТК «Датчики и преобразователи информа-

ции систем измерения, контроля и управления» (Москва, 2003); 7-й 8-й Международных НТК «Цифровая обработка сигналов и её применение» (Москва, 2005, 2006); 2-й, 3-й Международных НТК «Физика и технические приложения волновых процессов» (Самара, 2003; Волгоград, 2004); Всероссийской НК «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике» (Муром, 2003); 2-м Международном радиоэлектронном форуме «Прикладная Радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (Харьков, 2005); 58-й и 59-й Научных сессиях НТО РЭС им. Попова, (Москва 2003 и 2006); МНК «Информационные технологии в современном мире» (Таганрог, 2006); 15-й МНТК «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций» (Рязань 2008); 24-й и 25-й Международных Крымских конференциях «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь 2014, 2015); «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения» (г. Москва, ИПУ РАН, 2014); 23-й НТК «Радиолокационные системы специального и гражданского назначения» (г. Жуковский, НИИП им. В.В. Тихомирова, 2018).

Публикации. Основные положения диссертационной работы отражены в 110 публикациях. Среди опубликованных работ 3 монографии, общим объёмом 78,5 п. л., и 59 работ в изданиях, входящих в перечень ВАК РФ для опубликования результатов докторских диссертаций. Среди работ из перечня ВАК РФ – 31 статья, общим объёмом 20,5 п. л., и 26 патентов и авторских свидетельств на изобретения, 2 патента на полезную модель. 10 работ входят в информационную базу SCOPUS.

Личный вклад соискателя в разработку проблем

Все основные научные положения, постановка задач, выводы и рекомендации, изложенные в диссертации, предложены соискателем. Ключевые работы, определяющие направления исследований, опубликованы без соавторов. Технические решения, вытекающие из теоретических результатов, разработаны автором или под его руководством.

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из введения, семи глав, заключения, списка литературы из 238 наименований и приложения. Диссертация содержит 355 страниц, в том числе 290 страниц основного текста и включает 179 рисунков.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи работы, отмечены научная новизна и положения, выносимые на защиту, охарактеризована степень разработанности проблемы с указанием наиболее значимых достижений и их авторов, определён круг вопросов, касающихся решения поставленных задач. Определены факторы, которые необходимо учитывать в обрабатываемых сигналах.

В первой главе коротко изложены основные сведения из общей теории частотной радиодальнометрии, необходимые для использования в последующих главах, проанализированы источники погрешности измерения расстояния, разработаны модели сигнала и помех, учитывающие приведённые выше мешающие факторы.

В качестве исходной используется традиционная модель сигнала разностной частоты (СРЧ) в виде аддитивной смеси сигнала и сигналоподобных помех, созданных близкими по своей природе, равноценными отражателями, распределёнными по расстоянию:

$$u(t) = \sum_{i=1}^N U_i(t) \cos[\tau_i \omega(t) - \phi_i] + \eta(t), \quad (1)$$

где τ_i – задержка, ϕ_i – фаза и $U_i(t)$ – амплитуда i -го сигнала, искажённого паразитной амплитудной модуляцией; $\eta(t)$ – аддитивный шум.

Для учёта частотной дисперсии в волноводе и изменения скорости распространения электромагнитных волн в волноводе из-за изменения диэлектрической проницаемости среды в нём в исходной модели СРЧ использована известная зависимость длины волны в волноводе от его поперечного сечения.

Оценено влияние отраженных сигналов, в том числе полезного, на частоту ЧМ генератора. Получены аналитические выражения, связывающие уровень паразитной ЧМ зондирующего сигнала с параметрами генератора и АВТ.

Математическая модель слагаемого СРЧ, с учётом зеркальных отражений от стен резервуара и поверхности жидкости, получена в предположении применимости геометрической оптики.

Для учёта ограниченных размеров зондируемой поверхности на основе скалярного приближения Кирхгофа получено выражение для комплексной амплитуды поля эхо-сигнала

$$\dot{U}_A \approx \dot{U}_0 e^{-j2kR_1} / (2R_1) - \left(\dot{U}_0 R_1 / 4\pi \right) \int_0^{2\pi} F(\theta) e^{-j2kr} / r^2 d\phi, \quad (2)$$

где $r = \sqrt{R_1^2 + \rho^2(\phi)}$; $\rho(\phi)$ – конфигурация отражателя, определённая формой резервуара; $F(\theta)$ – характеристика направленности антенны; R_1 – расстояние до отражателя по нормали.

Первое слагаемое соответствует комплексной амплитуде поля, отраженного бесконечным плоским отражателем, и расстояние, определённое по этому слагаемому, совпадает с геометрическим. Второе слагаемое представляет поле помехи, возникающее из-за конечной величины отражателя.

Проанализированы комбинационные составляющие. На выходе балансного смесителя образуется полезное информационное слагаемое с сомножителем $\cos([\tau_c \omega(t) - \phi_c])$ и множество мешающих термозависимых слагаемых вида $A_n \cos[(\tau_c \mp n\tau_n) \omega(t)]$ значительной амплитуды, вызванных неоднородностями АВТ. Задержка этих слагаемых больше и меньше задержки информационного слагаемого. Их можно трактовать как «виртуальные отражатели» окружающие зондируемый объект. Экспериментальное подтверждение этого факта приведено на рисунках 1, 2 и 3. На Рисунках 1 и 2 изображены амплитудные спектры реальных СРЧ, полученных соответственно при температурах плюс 27° С и минус 36° С. Помеха в АВТ с нормированной частотой x , равной 5 бинам, и нормированной амплитудой минус 14 дБ, показанная на Рисунке 2 и возникшая при охлаждении радиолокационного дальномера, породила «виртуальный отражатель» с нормированной амплитудой минус 8 дБ и нормированной частотой на 10 бин выше нормированной разностной частоты от реального РЛО.

На Рисунке 3 приведён амплитудный спектр СРЧ, полученного с уровнемера, установленного на резервуаре с плоской металлической крышей.

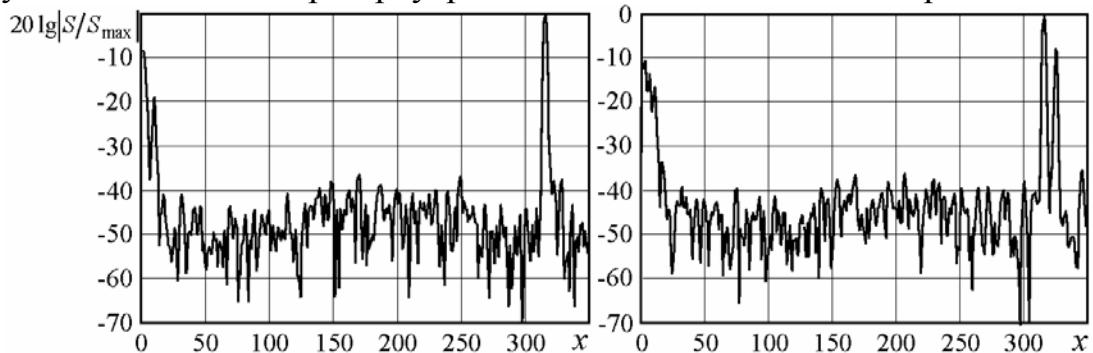


Рисунок 1

Рисунок 2

Спектральные составляющие полезного сигнала с нормированной частотой 35 бин и каждой из многочисленных помех, созданных переотражёнными волнами, сопровождаются большим количеством комбинационных помех. В приведённом рисунке наиболее интенсивными комбинационными помехами являются слагаемые с задержками на 10 бин меньше задержек отражённых и переотражённых волн.

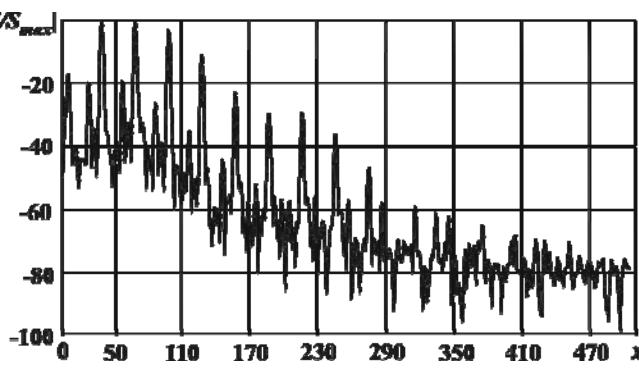


Рисунок 3

Кроме того, все спектральные составляющие насыщены слагаемыми, не разрешаемыми по частоте, и искажены ПЧМ. Приведённые спектры дают представление о сложности проблемы получения низкой погрешности оценки разностной частоты.

Существенной является зависимость амплитуды каждой из «виртуальных помех» $U_i(t)$ от измеряемого расстояния. Характер этой зависимости связан с уровнями мощности зондирующего и гетеродинного сигналов.

В качестве математической модели импульсного сигнала предложено использовать произведение гармонической функции на ВФ, которая позволяет изменять её параметры для получения заданных спектральных свойств и, соответственно, формы огибающей радиоимпульса.

В качестве модели шума использованы аддитивная смесь белого нормального шума первых каскадов приёмника и фазового шума ЧМ генератора.

Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что разработанные модели сигналов и помех адекватно учитывают комплекс мешающих факторов при работе РЛД с ЧМ в системах измерения уровня жидкости.

Во второй главе Обоснована целесообразность дальнейшего исследования методов оценки частоты в спектральной области, метода весовой оценки разностной частоты и оценки разностной частоты с использованием сигнальной функции. Для указанных методов получены аналитические оценки погрешности измерения частоты СРЧ на фоне помех.

Для оценки частоты по максимуму модуля СПА $S(x)$, с использованием

ВФ произвольного вида и широко известного метода получения погрешности аппроксимацией СПА формулой Тейлора, получены выражения для погрешности оценивания нормированной частоты сигнала на фоне множества сигналоподобных помех. Последующая коррекция этих выражений позволила расширить область применимости аналитических выражений для погрешности оценки частоты до отношения сигнал – помеха $q_{\text{сп}}$, равного единице. В результате коррекции погрешность оценивания нормированной частоты описывается формулой

$$\Delta_2(x_1) \approx \Delta_1(x_1)K_{\Delta} \quad (3)$$

где: $\Delta_1(x_1) \approx -\frac{\{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\}' + \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\}'}{\{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\}'' + \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\}''}$; $S^{(n)}(*)$ – n -я производная СПА; $x_1 = 0.5\Omega_1 T/\pi$, – нормированная частота контролируемого слагаемого сигнала; T – временной интервал.;

$$K_{\Delta} \approx \frac{pS(x_1)}{(\Delta x_1)^2} \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{2(\Delta x_1)^2}{pS(x_1)}} \right\}; \quad pS(x_1) = \frac{\{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\}' + \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\}'}{\{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Re}[\dot{S}(x_1)]\}^{(3)} + \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\} \cdot \{\text{Im}[\dot{S}(x_1)]\}^{(3)}}.$$

На Рисунке 4 пунктирная кривая соответствует погрешности (3) при $q_{\text{сп}} = 1,15$, взвешивании сигнала ВФ Кайзера-Бесселя с уровнем боковых лепестков минус 46 дБ. При небольших значениях $q_{\text{сп}}$ смещение оценки погрешности из-за помех, которая получена известным методом (тонкая линия), в 20 раз (в данном примере) превышает смещение оценки погрешности скорректированным выражением (жирная линия).

Для весового метода оценки разностной частоты получено общее выражение для погрешности оценивания частоты сигнала на фоне помех при использовании ВФ произвольного вида

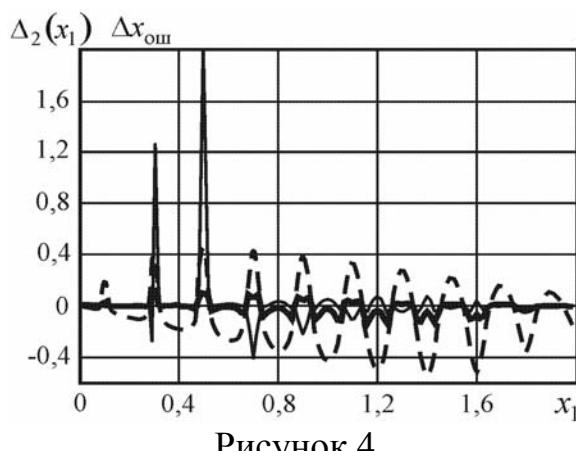


Рисунок 4

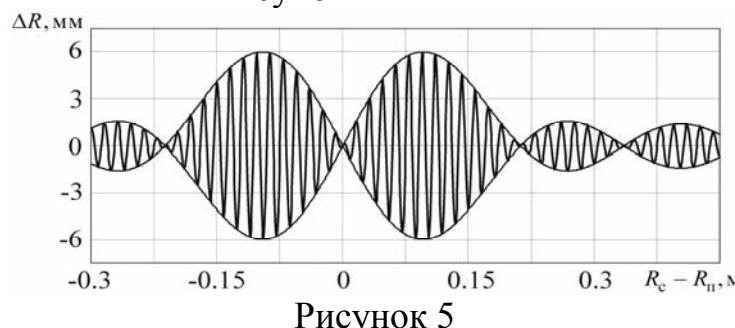


Рисунок 5

$$\Delta x(x) = x \cdot q_{\text{сп}}^{-1} \cos \Phi(x) \cdot S(x), \quad (4)$$

где $x = x_c - x_n$ – нормированное расстояние между полезным и мешающим отражателями; $\Phi(x)$ – разность фаз между ними; $S(x)$ – СПА ВФ.

Типичный график погрешности, показанный на Рисунке 5 для спектрального метода или весового метода оценки разностной частоты, является быстро осциллирующим, с периодом, равным половине средней длины волны зондирующего сигнала и медленно осциллирующими огибающими погрешности. Результаты совпадают с результатами численного моделирования и результатами, полученными В.В. Езерским и И.В. Барановым. Ширина основ-

ных лепестков огибающих погрешности, соотношение между амплитудой основных лепестков и уровнем боковых лепестков огибающих погрешности и их период связаны со спектральными свойствами ВФ.

Обоснована целесообразность представления сигнальной функции в виде

$$q(\Delta x) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t, x_i) w(t) u_e(t, x_e) dt, \quad (5)$$

где x_i – информационный параметр сигнала $u(t, x_i)$; $\Delta x = x_i - x_e$, x_e – эталонный параметр сигнала $u_e(t, x_e)$; $w(t)$ – весовая функция.

Для сигнальной функции (5), с использованием произвольной ВФ, получено приближённое выражение для погрешности оценивания частоты сигнала, учитывающее ошибки в определении параметров ЧМ и фазы. По нему найден допустимый уровень помех для однозначного определения расстояния

$$q_{\text{сп}}^{-1} \leq \Delta x_{ms} \frac{S''(0)}{S'(x_1 - x_2) + \Delta x_{ms} S''(x_1 - x_2)} \approx \Delta x_{ms} \frac{S''(0)}{S'(x_1 - x_2)}, \quad (6)$$

где $\Delta x_{ms} = \Delta\omega/2\omega_{\text{ср}}$ – предельно допустимое смещение огибающей СФ из-за влияния помех, $x_2 = 0.5\Omega_2 T/\pi$.

На основе общих выражений получены погрешности оценивания частоты по положению максимума СПА при использовании ВФ Дольфа-Чебышева и ВФ Кайзера-Бесселя, и найдены формулы для точек с нулевой погрешностью оценки x_{1T} . Это позволило разработать простой алгоритм аддитивной оптимизации параметров ВФ по минимуму погрешности оценивания частоты.

Полученные аналитические выражения погрешности расширяют область их применения до отношения сигнал – помеха $q_{\text{сп}}$, равного единице, в указанной области до 20 раз уменьшают смещение погрешности и позволяют синтезировать алгоритмы для снижения систематической погрешности оценки частоты. Т. о., в первой и второй главах подтверждено первое положение, вынесенное на защиту.

В третьей главе разработан метод синтеза АВФ, которые позволяют устранять методические погрешности оценок параметров разрешаемых слагаемых отрезка полигармонического сигнала, а также метод синтеза АВФ для обработки выходных сигналов антенных решёток.

Для решения этих задач необходимо существование нетривиального решения неограниченной, в общем случае, системы уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi(\vartheta, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{\vartheta=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0, \\ \frac{d}{d\vartheta} \Psi(\vartheta, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{\vartheta=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0, \\ \dots \\ \frac{d^{(N-1)}}{d\vartheta^{(N-1)}} \Psi(\vartheta, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{\vartheta=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0. \end{array} \right. \quad (7)$$

где $\Psi(\vartheta, b_1, b_2, \dots, b_N)$ является спектральной плотностью амплитуд $S(x, b_1, b_2, \dots, b_N)$ при спектральном анализе или характеристикой направленности решётки эк-

видистантных излучателей $F_s(\alpha, \alpha_m, \alpha_1, \dots, \alpha_N)$; для спектрального анализа $S(*)$ – СПА суммы отрезков гармонических сигналов и помех, полученных на временном интервале длительностью T и взвешенных ВФ $w(t)$, симметричной, относительно середины временного интервала и ограниченной по длительности этим интервалом; b_i – нормированная частота, на которой СПА или производная СПА задаются равными нулю; для антенной решётки α_m – угловая координата максимума модуля характеристики направленности; α_i – угловая координата, на которой модуль характеристики направленности или модуль её производной задаются равными нулю.

Общие решения системы (7) с неограниченным N получены при симметричном и несимметричном временных интервалах для непрерывных и дискретных сигналов. В частности, для дискретных сигналов, содержащих M_0 отсчётов, и несимметричного временного интервала решениями системы (7) являются

$$w_s(m, b_1, \dots, b_N) = 1 + \sum_{n=1}^N (-1)^n a_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos[2n(m+0,5)M], \quad (8)$$

$$w_c(m, b_1, \dots, b_N) = \sin[(m+0,5)M] + \sum_{n=1}^N (-1)^n a_{cn}(b_1, \dots, b_N) \sin[(2n+1)(m+0,5)M], \quad (9)$$

где коэффициенты

$$a_{sn}(b_1, \dots, b_N) = \frac{(-1)^{n+1}}{\cos(nM)} \cdot \prod_{i=1}^N \left[\frac{\cos(2nM) - \cos(2b_i M)}{2 \sin^2(b_i M)} \right] \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{[1 - \cos(2kM)]}{\cos(2nM) - \cos(2kM)},$$

$$a_{cn}(b_1, \dots, b_N) = \frac{(-1)^{n+1} \sin(0,5M)}{\sin[(n+0,5)M]} \cdot \prod_{i=1}^N \left\{ \frac{\cos[(2n+1)M] - \cos(2b_i M)}{\cos(M) - \cos(2b_i M)} \right\} \times \\ \times \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{\cos(M) - \cos[(2k+1)M]}{\cos[(2n+1)M] - \cos[(2k+1)M]}; \quad M = \pi/M_0.$$

ВФ, позволяющие изменять их параметры для получения заданных спектральных свойств, названы *адаптируемыми* ВФ (АВФ). Положения нулей спектральной плотности амплитуд АВФ определяются положениями нулей двух сомножителей. Положения нулей первых сомножителей названы *стационарными*, а положения нулей вторых сомножителей b_1, \dots, b_N – *варьируемыми*. Спектры АВФ с N задаваемыми положениями нулей

$$S_s(x, b_1, \dots, b_N) = \frac{\sin(\pi x)}{M_0 \sin(Mx)} \left\{ 1 + \sum_{n=1}^N a_{sn}(b_1, \dots, b_N, M_0) \cos(n\pi) \frac{2 \cos(nM) \cdot \sin^2(Mx)}{\cos(2nM) - \cos(2Mx)} \right\}, \quad (10)$$

$$S_c(x, b_1, \dots, b_N) = \frac{-\cos(\pi x) \cos(Mx)}{0,5 M_0 K} \cdot \left\{ \frac{\sin(0,5M)}{\cos(M) - \cos(2Mx)} + \right. \\ \left. + \sum_{n=1}^N a_{cn}(b_1, \dots, b_N, M_0) \cos(n\pi) \frac{\sin[M(n+0,5)]}{\cos[M(2n+1)] - \cos(2Mx)} \right\}, \quad (11)$$

Для антенной решётки из M_0 элементов, с заданным направлением максимального излучения α_m при N задаваемых направлениях нулевого излучения $\alpha_1, \dots, \alpha_N$, одним из решений системы (7) является амплитудное распределение

$$w_s(m, \alpha_m, \alpha_1, \dots, \alpha_N) = 1 + \sum_{n=1}^N (-1)^n a_{sn}(\alpha_1, \dots, \alpha_N) \cos[2n(m + 0,5)M], \quad (12)$$

где

$$a_{sn}(\alpha_1, \dots, \alpha_N) = \frac{(-1)^{n+1}}{\cos(nM)} \cdot \prod_{i=1}^N \left[\frac{\cos(2nM) - \cos(2ML_a(\sin \alpha_i - \sin \alpha_m))}{2 \sin^2(ML_a(\sin \alpha_i - \sin \alpha_m))} \right] \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{[1 - \cos(2kM)]}{\cos(2nM) - \cos(2kM)}.$$

Характеристика направленности антенной решётки с N задаваемыми направлениями нулевого излучения

$$F_s(\alpha, \alpha_m, \alpha_1, \dots, \alpha_N) = \frac{\sin(\pi L_a(\sin \alpha - \sin \alpha_m))}{M_0 \sin(ML_a(\sin \alpha - \sin \alpha_m))} \times \times \left\{ 1 + \sum_{n=1}^N a_{sn}(\alpha_1, \dots, \alpha_N) (-1)^n \frac{2 \cos(nM) \cdot \sin^2(ML_a(\sin \alpha - \sin \alpha_m))}{\cos(2nM) - \cos(2ML_a(\sin \alpha - \sin \alpha_m))} \right\}, \quad (13)$$

где α_i – задаваемое направление нулевого излучения; α_m – задаваемое направление максимального излучения; L_a – длина решётки.

Исследованы спектральные свойства АВФ и направленные свойства антенных решёток, во многом аналогичные спектральным свойствам АВФ. При любом M_0 не затрачивается время на нахождение весовых коэффициентов, а направления нулевого излучения сохраняются независимо от процесса сканирования. На основе свойств АВФ разработаны методы синтеза ВФ, удовлетворяющие различным критериям. В работе приведён каталог ВФ, оптимальных по уровню боковых лепестков со скоростью их уменьшения C_s от минус 6 до минус 30 дБ/окт и с уровнями боковых лепестков СПА от минус 14 до минус 110 дБ с шагом по ширине основного лепестка СПА $\Delta F_0 = 0,4$. В результате оптимизации на основе АВФ получены ВФ, уровни боковых лепестков СПА которых на 4,6÷12 дБ ниже уровней боковых лепестков СПА лучших известных ВФ при $C_s = -6$ дБ/окт. При увеличении заданной C_s преимущества АВФ увеличиваются (Рисунок 6). К тому же оптимальные ВФ имеют меньшую эквивалентную шумовую полосу $F_{ш}$ и меньшую ширину СПА на уровне минус 6 дБ.

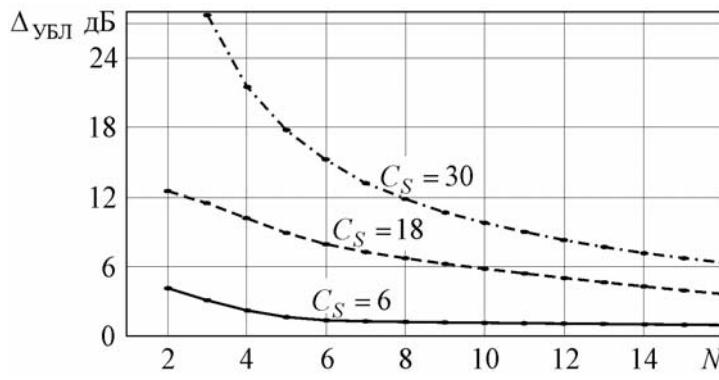


Рисунок 6

Синтезированы АВФ, которые позволяют уменьшить погрешности оценки параметров отрезка полигармонического сигнала, выполнять пространственную селекцию помех с выходов антенной решётки и получать ВФ, оптимальные по различным критериям. Подтверждено второе положение, вынесенное на защиту.

В четвёртой главе проведён анализ влияния основных мешающих факторов, перечисленных во введении и в главе 1, к которым относятся помехи и искажения СРЧ, обусловленные внешними и внутренними источниками.

Получены аналитические выражения для погрешностей при использовании АВФ и оценены связи погрешности оценки расстояния с применяемой ВФ.

Оценена и исследована погрешность, вызванная влиянием мешающего отражения импульсного характера в АВТ. Погрешность осциллирующая, с относительно низким уровнем (на порядок ниже рэлеевское разрешение по дальности) и широким основным лепестком огибающей погрешности.

Оценена погрешность, вызванная влиянием отражения электромагнитных волн от угла, образованного вертикальной стеной резервуара и поверхностью жидкости. Зависимость этой погрешности от вида ВФ слабая. Эффективными способами снижения погрешности является предельно близкое расположение антенны к стене резервуара и расширение диапазона модуляции.

Исследовано влияние помех из-за краевых волн, вызванных ограниченными размерами зондируемой поверхности. В общем случае величина погрешности связана с формой отражателя, расстоянием до него, размерами

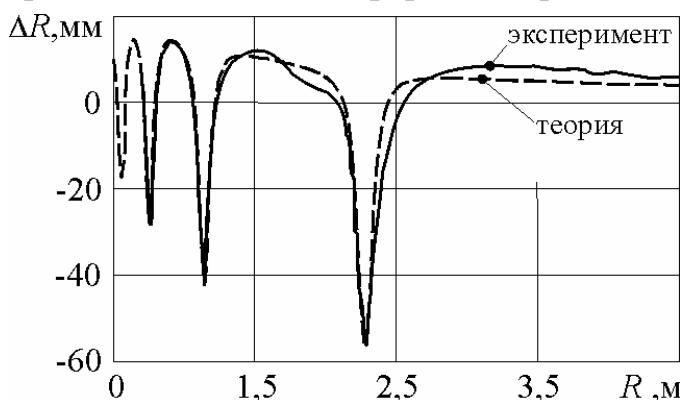


Рисунок 7

применяемых антенн, методами обработки сигналов. В частности, для круглого диска диаметром 530 мм, зондируемого с осевого направления, хорошо совпадающие теоретические (пунктир) и экспериментальные (сплошная линия) зависимости погрешности при спектральной обработке СРЧ приведены на Рисунке 7.

Исследовано влияние комбинационных помех и получены оценки погрешности из-за них. Температурная нестабильность погрешности может во много раз превышать допустимые пределы.

Получены оценки погрешности из-за паразитной ЧМ СРЧ, которая вызвана частотной дисперсией в АВТ. Исследованы связи уровней погрешности с параметрами применяемых АВТ, параметрами ВФ и методами обработки СРЧ. Показано, что погрешность может во много раз превышать рэлеевское разрешение по дальности.

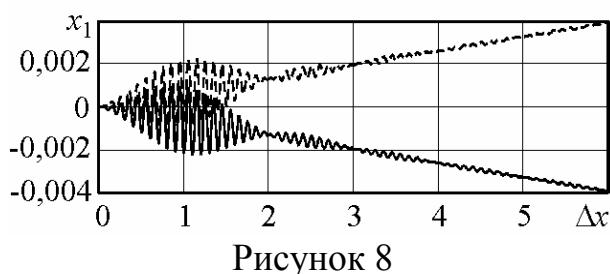


Рисунок 8

Получены аналитические выражения для составляющих погрешности из-за паразитной ЧМ, которая обусловлена проникновением в ЧМ генератор отраженных сигналов от зондируемых объектов и неоднородностей в АВТ и показано, что при увеличении измеряемого

расстояния возникает погрешность с нарастающей величиной (Рисунок 8). Скорость нарастания связана с параметрами АВТ. А величина погрешности может

превышать погрешность из-за помех.

Таким образом, получены связи погрешностей с параметрами узлов РЛД, методами обработки СРЧ и с условиями эксплуатации, которые позволяют определить требования к параметрам узлов РЛД.

В пятой главе разработаны методы снижения погрешности оценок частоты сигнала на основе использования АВФ.

Поставлена и решена задача одновременной минимизации погрешности оценок, вызываемых помехами и шумом при использовании АВФ. Получены аналитические выражения для выбора одного из параметров АВФ $b_{\text{ш min}}$, обеспечивающего минимизацию шумовой составляющей погрешности оценки частоты сигнала, за счёт минимизации эквивалентной шумовой полосы. Здесь приводим $b_{\text{ш min}}$ для АВФ (8):

$$b_{\text{ш min}}^2 = \frac{\sum_{n=1}^N \left(\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2} \right)^2 n^4 (b_2^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2}{\sum_{n=1}^N \left(\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2} \right)^2 n^2 (b_2^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2} \quad (14)$$

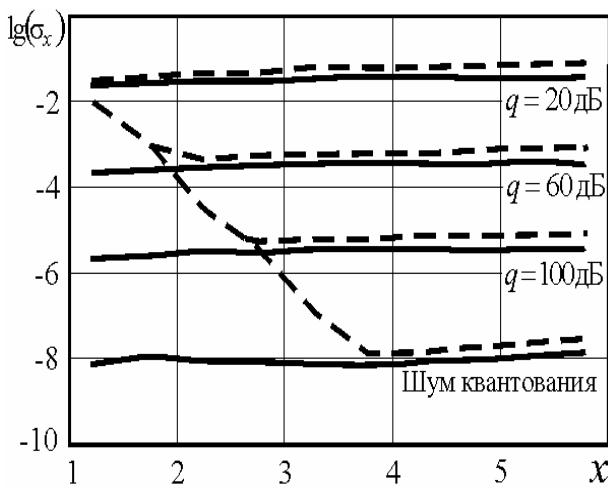


Рисунок 9

ниже, чем при использовании ВФ Дольфа-Чебышева, которая является лучшей среди известных для решения этой задачи.

Поставлена и решена задача создания ВФ, минимизирующих погрешности оценивания частоты. Для этого в известную систему параметров, характеризующую свойства ВФ, введены два дополнительных параметра: относительная погрешность оценки частоты $F_{\text{ог}}(x)$ и максимальная относительная погрешность оценки частоты $F_{\text{ог, max}}$. Сформулированы критерии оптимальности ВФ. Считается, что оптимальной будет ВФ, которая при заданном уровне боковых лепестков $F_{\text{ог}}(x)$ и заданной скорости уменьшения боковых лепестков C_F обеспечивает минимум $F_{\text{ог, max}}$. На основе предложенного метода оптимизации

На основе (14) предложен итерационный алгоритм одновременной минимизации составляющих погрешности, обусловленных шумом и мешающим слагаемым спектра. Результаты применения АВФ (Рисунок 9 сплошные линии) сравнивались с лучшими результатами применения ВФ Дольфа-Чебышева (пунктирные линии), для которой предложен алгоритм на основе выражения (3), также обеспечивающий минимум погрешности измерения. При использовании АВФ погрешность в 1,15÷2 раза

создан каталог ВФ, оптимальных по погрешности оценки частоты. Соотношения между максимальной относительной погрешностью оценки частоты $F_{\text{ог},\text{max}}$ и уровнем боковых лепестков $F_{\text{ог}}(x)$ для разных ВФ показаны на Рисунке 10.

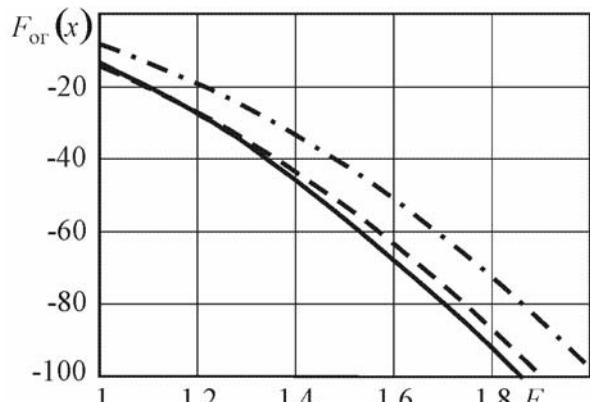


Рисунок 10

обеспечивает ВФ Кайзера-Бесселя и для неё соотношения между $F_{\text{ог},\text{max}}$ и $F_{\text{ог}}(x)$ совпадают с результатами для ВФ Дольфа-Чебышева и спектральной оценки частоты. ВФ, оптимальные по погрешности оценивания частоты, созданные на основе АВФ, имеют преимущество по погрешности даже перед ВФ Дольфа-Чебышева – сплошная кривая для АВФ (9) с $N = 9$, несмотря на то что при использовании АВФ заданная $C_s = -12$ дБ/окт.

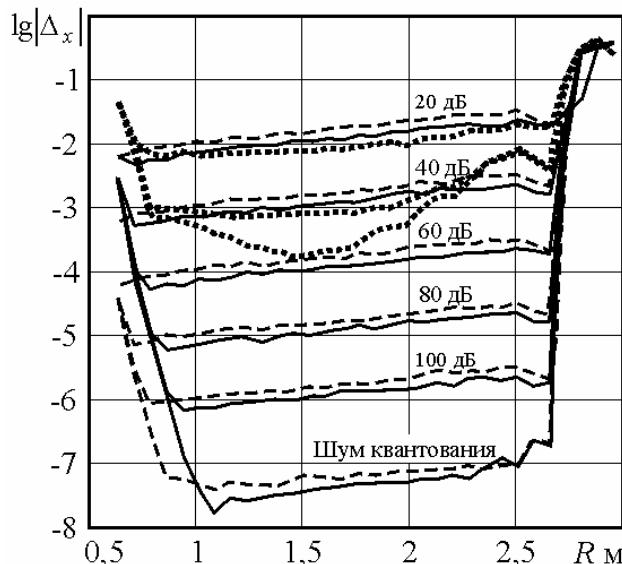


Рисунок 11

Использованы АВФ без алгоритма минимизации влияния шума (пунктирные кривые), с алгоритмом минимизации влияния шума (сплошные кривые) и ВФ Блэкмана (точечные кривые). Вблизи границ разрешения преимущество АВФ от десятков процентов до трёх порядков. Аналогичное преимущество перед ВФ Кайзера-Бесселя.

Решена задача уменьшения погрешности, вызванной виртуальным отражателем, и уменьшения погрешности из-за паразитной ЧМ. Теоретическими и экспериментальными результатами доказано, что согласованным выбором гео-

сунке 10. При спектральном анализе среди известных ВФ наименьший уровень боковых лепестков $F_{\text{ог}}(x)$, при заданном ограничении максимума основного лепестка $F_{\text{ог},\text{max}}$, имеет ВФ Дольфа-Чебышева (пунктир). ВФ Кайзера-Бесселя проигрывает ВФ Дольфа-Чебышева по уровню боковых лепестков $F_{\text{ог}}(x)$ от 6 дБ и более (штрихпунктир). Однако при весовом методе оценки разностной частоты лучшие результаты

разработаны алгоритмы оценки частоты сигнала по максимуму СПА, содержащего несколько слагаемых, в которых варьируемые частоты АВФ b_i задаются равными разностям измеренных расстояний $\Delta\hat{x}_i = x_i - x_j$. На Рисунке 11 приведены результаты расчёта погрешности измерения расстояния в резервуаре на фоне отражённых сигналов от антенны (отношение сигнал-помеха вблизи антенны равно единице), дна резервуара (отношение сигнал-помеха у дна – минус 14 дБ) и шума (отношение сигнал-шум около кривых).

метрических размеров АВТ x_2 и варьируемых параметров АВФ b_i погрешность может быть снижена в десятки раз. Такая возможность иллюстрируется Рисунком 12, на котором для нормированной длины АВТ, равной 2,5, приведён выбор варьируемых параметров АВФ $x_2 = b_1 = b_2 = 2.5$ (линия 1) и $x_2 = b_1 = b_2 = b_3 = 2.5$ (линия 2). Создан каталог ВФ, минимизирующих погрешность оценки частоты.

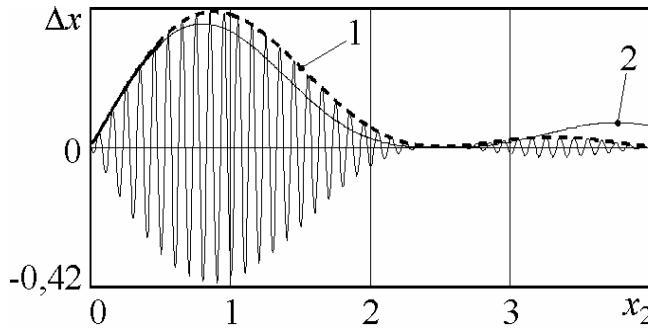


Рисунок 12

На основе аналитического выражения (3) для погрешности разработан алгоритм снижения погрешности оценки разностной частоты сигнала, на фоне неразрешаемых помех, коррекцией оценки частоты по результатам двух последовательных вычислений с ВФ, имеющими существенно различные формы основного лепестка СПА. Для реальных сигналов, искажённых частотной дисперсией, выполнено сравнение получаемой погрешности (Рисунок 13) с погрешностью оценки частоты методом EV (eigenvector) (Рисунок 14), который среди ряда исследованных методов сверхрэлеевского разрешения сигналов, при обработке сигналов частотного уровнемера, обеспечивает лучшие результаты. Сравнение экспериментальных результатов позволило сделать вывод, что при действии мешающих факторов, характерных для уровнемеров, классические методы спектрального анализа могут иметь преимущество по погрешности оценки частоты перед методами сверхрэлеевского разрешения сигналов, позволяя корректировать результат.

Разработанные методы и алгоритмы, основанные на свойствах АВФ, по-

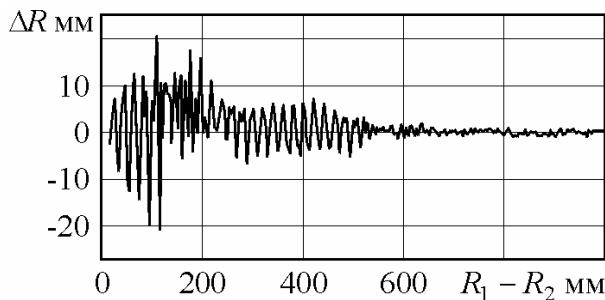


Рисунок 13

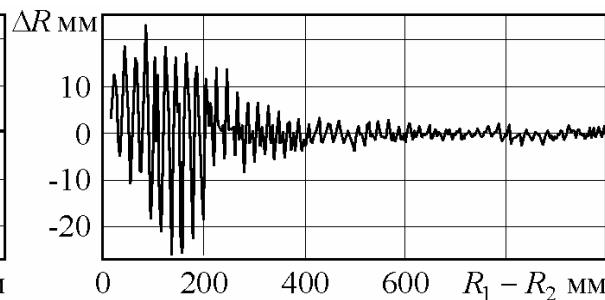


Рисунок 14

звают снизить погрешности оценки параметров сигнала на фоне помех, шума и паразитной ЧМ из-за влияния эхо-сигнала на генератор ЧМ колебаний, от десятков процентов до нескольких порядков, в зависимости от условий измерения,. Подтверждено третье положение, вынесенное на защиту.

В шестой главе разработаны методы снижения погрешности оценок разностной частоты и амплитуды сигнала при искажениях сигнала частотной дисперсией электромагнитных волн в АВТ.

Предложены методы снижения дополнительной погрешности измерения коррекцией формы ВФ при использовании весового метода оценки разностной частоты с итерационным алгоритмом оценки частоты. Показано, что ВФ, позволяющая исключить дополнительную погрешность, в общем случае должна

удовлетворять интегральному уравнению

$$\frac{1}{T} \int_0^T w[\Phi(t)] F_{CPQ}(t) dt = 2f_0 \left\{ \hat{x}_R + \frac{x_L}{a} D \right\} / cT. \quad (15)$$

Решением (15) является функция

$$\Phi(t) = \frac{a\hat{x}_R / x_L + \sqrt{(1+at)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}{aT\hat{x}_R / x_L + \sqrt{(1+aT)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}}, \quad (16)$$

где \hat{x}_R - оценка измеряемого расстояния.

При использовании этого метода погрешность снижается до уровня погрешности без влияния дисперсии.

Получены законы ЧМ зондирующего сигнала в уровнемере с направляющей системой в виде волновода, исключающие составляющую погрешности, вызванную частотной дисперсией. Для уровнемера с волноводным удлинением закон ЧМ имеет вид:

$$\frac{\omega(t)}{\omega_0} = \frac{R_H(R_H + B + (aR_H + D)t_H)}{R_H^2 - 1} - \frac{\sqrt{[R_H + B + (aR_H + D)t_H]^2 - b^2(R_H^2 - 1)}}{R_H^2 - 1}, \quad (17)$$

где $R_H = R/L$, $a = \Delta\omega/\omega_0$, $b = \omega_{kp}/\omega_0$, ω_0 - минимальная частота диапазона модуляции при $t = 0$; $\Delta\omega$ - диапазон модуляции в интервале T ; ω_{kp} - критическая частота волновода; $D = \sqrt{(1+a)^2 - b^2} - \sqrt{1-b^2}$; $B = \sqrt{1-b^2}$; L - длина волновода; c - скорость распространения электромагнитных волн.

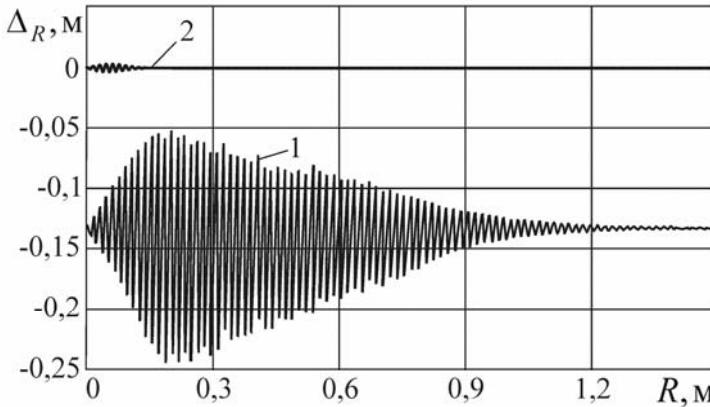


Рисунок 15

При этом используется итерационный алгоритм оценки частоты. Например, (Рисунок 15) при наличии мешающего отражения от раскрыва антенны и использовании волновода длиной 3 м, диаметром 25 мм и диапазона ЧМ от 8,5 до 11,5 ГГц, погрешность (линия 1) снижается в 35 раз до уровня погрешности без влияния дисперсии (линия 2).

Для оценки разностной частоты по положению максимума спектра в волноводном уровнемере разработан и исследован вариант модифицированного интегрально-дискретного преобразования Фурье

$$S_d(x) = \frac{1}{M} \frac{a}{D} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w[\varphi(m)] \frac{1 + a(m + 0,5)/M}{\sqrt{[1 + a(m + 0,5)/M]^2 - b^2}} \times \right. \\ \left. \times \exp \left[-j2\pi x \left[\sqrt{(1 + am/M)^2 - b^2} - \sqrt{1 - b^2} \right] / D \right] \right\}, \quad (18)$$

где M - число дискретных отсчётов сигнала и весовой функции на интервале T ; $u(m)$ - отсчёт СРЧ на m -ом текущем отсчёте нормированного времени; ВФ

$w[\varphi(m)]$ может быть произвольной;

$$\varphi(m) = \sqrt{\left[1 + a(m + 0,5)/M\right]^2 - b^2} - \sqrt{1 - b^2}/D. \quad (19)$$

На Рисунке 16 показаны нормированные амплитудные спектры СРЧ, рассчитанные по стандартному интегрально-дискретному преобразованию Фурье (пунктир) и по преобразованию (18) (сплошная линия) для равномерной

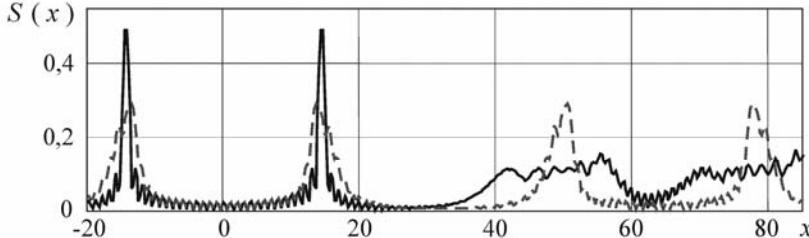


Рисунок 16

ВФ. Число отсчётов сигнала $M = 64$, заданное нормированное расстояние до отражателя по свободному пространству 10, что соответствует $x_{\text{ср}} = 14,389$. Для инте-

грально-дискретного преобразования Фурье все лепестки спектра искажённые. Для преобразования (18) основной лепесток на частоте $x_{\text{ср}}$ и лепесток на частоте $-x_{\text{ср}}$ практически не искажены. Остальные лепестки искажены больше, чем при использовании интегрально-дискретного преобразования Фурье.

Разработаны варианты модифицированных интегрально-дискретных преобразований Фурье для уровнемера с волноводным удлинением. Одно из преобразований требует применения итерационной процедуры оценки частоты сигнала

$$S_d(x) = \frac{1}{M} \frac{a}{[a \hat{x}_R / \hat{x}_L + D]} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w[\Phi(m)] \left[\frac{\hat{x}_R}{\hat{x}_L} + \frac{1 + a(m + 0,5)/M}{\sqrt{[1 + a(m + 0,5)/M]^2 - b^2}} \right] \times \exp \left[-j2\pi x \left(\hat{x}_R am / M + \hat{x}_L \left[\sqrt{(1 + am/M)^2 - b^2} - \sqrt{1 - b^2} \right] \right) / (\hat{x}_R a + \hat{x}_L D) \right] \right\}, \quad (20)$$

где $\Phi(m) = \frac{a(m + 0,5)\hat{x}_R / M \hat{x}_L + \sqrt{(1 + a(m + 0,5)/M)^2 - b^2} - \sqrt{1 - b^2}}{a \hat{x}_R / \hat{x}_L + D}$.

Оно обеспечивает практически такие же результаты оценки частоты, как стандартное интегрально-дискретное преобразование Фурье в пространстве без дисперсии, что позволяет использовать спектральные свойства адаптируемых весовых функций для подавления мешающих слагаемых СПА.

Применение второго преобразования

$$S_d(x) = \frac{1}{M} \frac{a}{D} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ u(m) w[\varphi(m)] \frac{1 + a(m + 0,5)/M}{\sqrt{[1 + a(m + 0,5)/M]^2 - b^2}} \times \exp \left[-j2\pi \left[x m / M + x_L \sqrt{(1 + a m / M)^2 - b^2} / a \right] \right] \right\} \quad (21)$$

не требует итерационной процедуры оценки частоты сигнала. При практическом применении оба преобразования обеспечивают пренебрежимо малую погрешность оценки частоты сигнала, искажённого частотной дисперсией, которая не превышает погрешности в свободном пространстве без влияния диспер-

ции (та же линия 2 на рисунке 15). Однако преобразование (20) дополнительно обеспечивает оценку амплитуды сигнала, искажённого паразитной амплитудной модуляцией с погрешностью, не превышающей одного процента, в то время как при использовании преобразования (21) эта погрешность может быть в 2-3 раза выше.

Предложены модификации сигнальной функции, учитывающие частотную дисперсию в АВТ и исследованы их свойства. Одна из сигнальных функций имеет вид

$$q(\Delta x) = \frac{1}{M} \frac{a}{a\hat{x}_R/\hat{x}_L + D} \sum_{m=0}^{M-1} u(m) w[\Phi(m)] \left\{ \frac{\hat{x}_R}{\hat{x}_L} + \frac{1 + a(m + 0,5)/M}{\sqrt{[1 + a(m + 0,5)/M]^2 - b^2}} \right\} \times \times \cos \left[2\pi x(1 + am/M)/a + 2\pi\hat{x}_L \sqrt{(1 + am/M)^2 - b^2}/a - \varphi_3 \right]. \quad (22)$$

На основе модифицированных интегрально-дискретных преобразований Фурье и модифицированной сигнальной функции разработаны и исследованы методы и алгоритмы измерения расстояния волноводным уровнемером при средней частоте разностного сигнала как ниже, так и во много раз выше частоты дискретизации. При проведении измерений без помех в волноводе без потерь (сверхпроводящем) возможна оценка сколь угодно высокой средней разностной частоты сигнала по ограниченному числу его отсчётов. Это обусловлено особенностями спектра СРЧ (Рисунок 16), вычисленного с использованием модифицированного интегрально-дискретного преобразования Фурье. Наличие затухания в АВТ ограничивает максимальное измеряемое расстояние в волноводе, которое зависит от величины затухания, типа волны и соотношения средней разностной частоты сигнала и частоты дискретизации.

На Рисунке 17 серым цветом приведена погрешность измерения с $\Delta f = 3$ ГГц и $f_0 = 8,5$ ГГц, коэффициентом затухания электромагнитных волн 0,17 дБ/м в волноводе диаметром 25 мм, которая получена численным моделированием алгоритма оценки расстояния, при использовании преобразования (18) для числа отсчётов СРЧ 256, а чёрным цветом – при уточнении результата по сигнальной функции (22), в которой принято $x = \hat{x}_R = 0$.

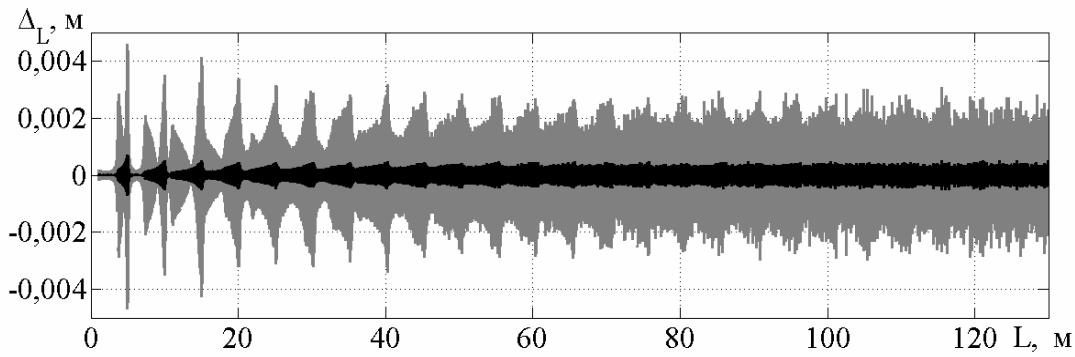


Рисунок 17

При указанных диапазоне модуляции и сечении волновода, на измеряемом расстоянии в 130 метров формируется 2600 средних периодов колебаний СРЧ. При использовании интегрально-дискретного преобразования Фурье измерение рас-

стояния возможно только до 5 метров.

Разработанные методы и алгоритмы оценки частоты сигнала и расстояния в условиях паразитной ЧМ, которая вызывается частотной дисперсией электромагнитных волн в АВТ, обеспечивают снижение погрешности измерения расстояния в десятки раз в системах измерения уровня, по сравнению с методами, не учитывающими частотную дисперсию, и позволяют проводить измерение расстояния в волноводных уровнях при средней разностной частоте сигнала как ниже, так и во много раз выше частоты дискретизации. Подтверждено четвёртое положение, вынесенное на защиту.

Разработаны методы повышения точности измерений при изменении скорости распространения электромагнитных волн в АВТ под действием окружающей среды. Один из методов основан на полученных аналитических выражениях для выбора соотношения сечения волновода и параметров частотной модуляции сигнала, когда результаты измерения слабо зависят от диэлектрической проницаемости заполнения волновода в некоторой области вокруг среднего значения эквивалентной диэлектрической проницаемости заполнения волновода ϵ_3 (при равномерном заполнении). При условии, что $b = \sqrt{\epsilon_3} A / \sqrt{1 + A^2}$, где $A = (1 + a)^2$, допустимый диапазон изменения диэлектрической проницаемости заполнения волновода $\Delta\epsilon$ связан с допустимой погрешностью измерения выражением

$$\Delta x = \frac{x_L}{a} \sqrt{\epsilon_3} \left[A \sqrt{\frac{\Delta\epsilon}{\epsilon_3} + \frac{A^2}{1 + A^2}} - \sqrt{\frac{\Delta\epsilon}{\epsilon_3} + \frac{1}{1 + A^2}} \right] - x_{\text{ср}}. \quad (23)$$

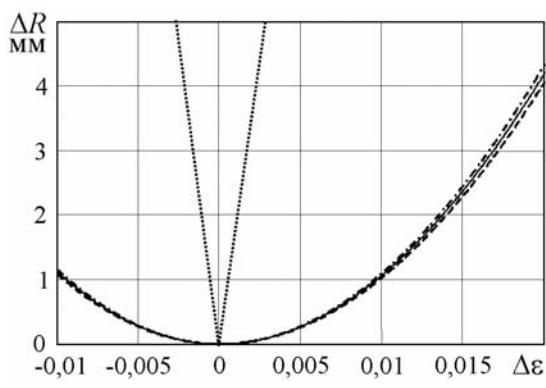


Рисунок 18

На Рисунке 18 пунктирной, сплошной и штрихпунктирной линиями приведены, соответственно, погрешности измерения расстояния до жидкости, удалённой на 15 метров, при использовании волноводов оптимального сечения и диапазонов ЧМ 1, 2 и 3 ГГц. Погрешность измерения в зависимости от величины $\Delta\epsilon$ снижается в десятки и сотни раз, по сравнению с погрешностью, возникающей при использовании волноводов не оптимального сечения (точечная линия).

Для волноводов произвольного сечения методы повышения точности измерения расстояния основаны на анализе зависимости от времени мгновенной разностной частоты. В одном из этих методов с итерационным алгоритмом оценки расстояния и эквивалентной диэлектрической проницаемости среды ϵ_3 , заполняющей волновод, отсчёты сигнала, записанные в полном диапазоне модуляции Δf , используются для вычисления средних значений разностных частот $\bar{x}_{\text{ср}1}$ и $\bar{x}_{\text{ср}2}$ в частичных диапазонах модуляции Δf_1 и $\Delta f_2 = \Delta f - \Delta f_1$. Это позволяет вычислить ϵ_3

$$\varepsilon_3 = -\frac{2b^2 \left[(K_o + 1)^2 (A^2 - 2K_o A_1^2 + K_o^2) + (1 - K_o^2) (K_o^2 - A^2) \right]}{(K_o + 1)^2 A_1^2 \left[A_1^2 (K_o + 1)^2 - 2K_o^2 - 2A^2 \right] + (K_o^2 - A^2)^2}, \quad (24)$$

где $K_o = \hat{x}_{\text{cp1}} / \hat{x}_{\text{cp2}}$, $A_1 = 1 + a_1$, $a_1 = \Delta f_1 / \Delta f$.

Затем записанные отсчёты сигнала используются вновь для оценки \hat{x}_{cp} в полном диапазоне частот с использованием полученного значения ε_3 , и определяется нормированное расстояние в волноводе до зондируемой поверхности x_L . Из-за смещения оценок средних разностных частот под действием помех и шума существует минимально достижимый уровень погрешности измерения. Этот уровень выше погрешности, обусловленной только помехами и шумом. На Рисунке 19 приведены результаты моделирования процесса адаптации при разных уровнях шума и диапазоне ЧМ 3 ГГц. Сплошные линии – диаметр волновода 25 мм, штриховые линии – диаметр волновода 34 мм. При отношении сигнал-шум около 50 дБ его влиянием можно полностью пренебречь. Однако даже при отношении сигнал-шум 20 дБ уровень достигаемой погрешности соответствует практическим требованиям к уровнемерам. Причём в волноводе с диаметром 25 мм погрешность примерно на порядок меньше, чем в волноводе с диаметром 34 мм. Для приведённого рисунка снижение погрешности превышает 140 раз для измеряемого расстояния 3,5 м при $\varepsilon_3 = 1,2$.

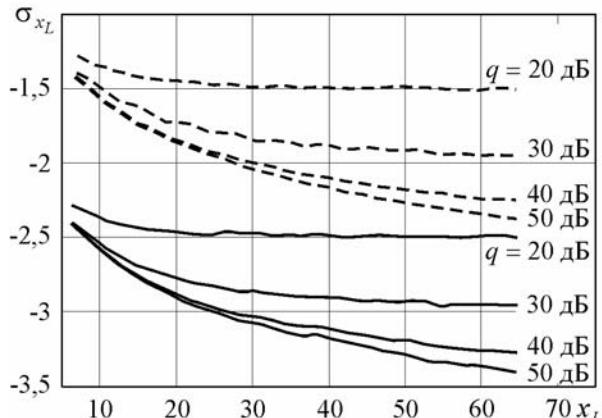


Рисунок 19

Разработаны методы повышения точности измерения расстояния на основе сравнения расстояния до контролируемой жидкости с расстоянием L_k до эталонных (реперных) отражателей, которые размещаются на известных расстояниях. В волноводе, в качестве эталонных отражателей, целесообразно использовать перфорационные отверстия. Определены необходимые параметры этих отражателей. В частности, для модуля коэффициента отражения от контролируемой жидкости не менее 0,15 модуль коэффициента отражения от эталонного отражателя должен быть около минус 30 дБ, а уровень боковых лепестков ВФ, применяемой при спектральном анализе, должен быть ниже минус 46 дБ.

Оценка эквивалентной диэлектрической проницаемости диэлектрика между последним открытым k -м эталонным отражателем и поверхностью контролируемой жидкости $\hat{\varepsilon}_{\text{ek},L}$ определяется экстраполяцией оценок $\hat{\varepsilon}_3$ между последним открытым k -м эталонным отражателем и предыдущими отражателями. С использованием $\hat{\varepsilon}_{\text{ek},L}$ измеряемое расстояние

$$L = L_k + \Delta \hat{L}_{k,L}, \quad (25)$$

где $\Delta \hat{L}_{k,L} = ca \Delta \hat{x}_{\text{cp}k,L} (\hat{\varepsilon}_{\text{ek},L}) / \left\{ 2f_0 \left[\sqrt{\hat{\varepsilon}_{\text{ek},L} (1 + a)^2 - b^2} - \sqrt{\hat{\varepsilon}_{\text{ek},L} - b^2} \right] \right\}$.

Разработанные методы и алгоритмы позволяют в десятки и сотни раз снизить погрешность измерения расстояния, которая вызывается одновременным влиянием частотной дисперсии и изменением скорости распространения электромагнитных волн в волноводе из-за изменения диэлектрической проницаемости среды в нём. Подтверждено пятое положение, вынесенное на защиту.

В седьмой главе разработаны методы и технические средства для испытания и сертификации РЛД. Рассмотрены недостатки известных образцовых поверочных установок, используемых в промышленности, которые созданы на основе плоских РЛО круглой или прямоугольной формы. Показано, что вследствие ограничения размеров РЛО поверочных установок может возникать погрешность из-за помех, созданных краевыми волнами, недопустимая для большинства практических задач.

С использованием приближения Кирхгофа разработаны методы синтеза РЛО и экранов. Сформулированы три эквивалентных критерия оптимальности синтезируемых отражателей и экранов. В одном из критериев считается, что плоский РЛО имеет оптимальную конфигурацию, если при заданных габаритах он обеспечивает минимальный уровень помехового поля в рабочей зоне заданной протяжённости и в заданной полосе частот.

Один из методов синтеза основан на полиномах Чебышева. Получены аналитические выражения для определения размеров и формы плоского РЛО с чебышевской частотной характеристикой подавления поля помех.

Второй метод синтеза РЛО и экранов, с заданными свойствами подавления поля помех, разработан на основе АВФ. В результате получены аналитические выражения, связывающие характеристики поля помех $\dot{U}_{\text{пом}}(x, B_{\max}, b_1, \dots, b_N)$ с формой и размерами отражателя $\Phi(\rho, B_{\max}, b_1, \dots, b_N)$ и исследованы их свойства. Одно из аналитических выражений для амплитуды поля помех имеет вид:

$$\dot{U}_{\text{пом}}(x, B_{\max}, b_1, \dots, b_N) = e^{-j\pi x B_{\max}/2} \frac{\sin(\pi x B_{\max}/2)}{K_S \pi x B_{\max}/2} \times \left[1 + \sum_{n=1}^N a_{Sn}(B_{\max}, b_1, \dots, b_N) \frac{(-1)^n (x B_{\max}/2)^2}{(x B_{\max}/2)^2 - (n)^2} \right], \quad (26)$$

где $a_{Sn}(B_{\max}, b_1, \dots, b_N) = (-1)^{n+1} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2} \prod_{i=1}^N \left(1 - \frac{n^2}{(b_i B_{\max}/2)^2} \right)$; B_{\max} – максимальный размер отражателя, выраженный в единицах зон Френеля; b_i – нормированная частота, на которой модуль нормированной комплексной амплитуды поля помех от кромки РЛО в рабочей зоне установки задаётся равным нулю.

При этом форма плоского РЛО определяется выражением

$$\Phi_S(\rho, B_{\max}, b_1, \dots, b_N) = \frac{\pi}{n_{\text{леп}}} \left\{ \frac{\rho^2}{\rho_{\max}^2} + \sum_{n=1}^N a_{Sn}(B_{\max}, b_1, \dots, b_N) \frac{(-1)^n}{2\pi n} \sin\left(n \frac{2\pi\rho^2}{\rho_{\max}^2}\right) \right\}, \quad (27)$$

где ρ – радиальная координата точки кромки плоского РЛО; ρ_{\max} – максималь-

ный радиус РЛО; $n_{\text{леп}}$ – число лепестков РЛО.

Полученные выражения позволяют оптимизировать форму РЛО и экранов по различным критериям, в том числе по критерию С.Л. Дольфа.

На Рисунке 20 приведены примеры применяемых в промышленных установках РЛО круглой и прямоугольных форм и РЛО, получаемых по разработанным методам синтеза, а на Рисунке 21 – их частотные характеристики. На Рисунках 20 и 21 стиль линий совпадает. Рисунки позволяют сделать вывод о возможности снижения уровня помех синтезированными РЛО на десятки децибел по сравнению с РЛО, используемыми в промышленности.

Для оптимальных РЛО с чебышевской ЧХ глубина подавления поля помех и максимальный размер РЛО на максимальном расстоянии связаны соотношением

$$B_{\max} = 2 \ln \left(q_{\text{сп}} + \sqrt{q_{\text{сп}}^2 - 1} \right) / \pi. \quad (28)$$

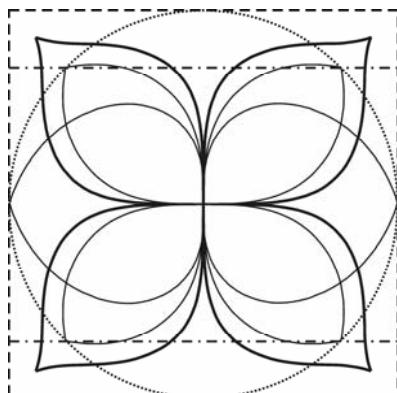


Рисунок 20

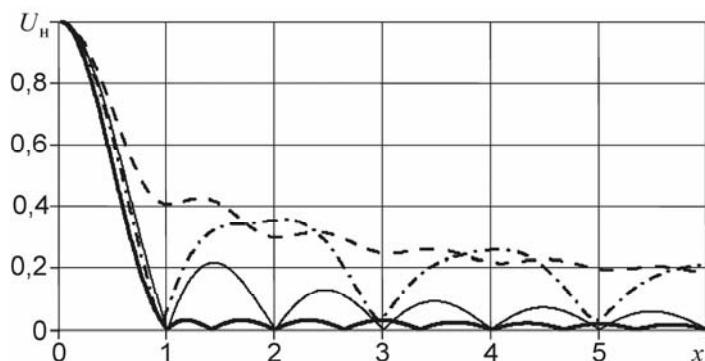


Рисунок 21

Оптимальным РЛО с размером 1,92 зоны Френеля обеспечивается десятикратное снижение уровня помех по сравнению с диском такого же размера.

Разработаны методы создания компактных поверочных установок на основе оптимальных отражателей с использованием многократно переотражённых волн, позволяющие, по меньшей мере, вдвое сократить необходимые размеры безэховых камер или помещений, и методы прецизионной калибровки и сертификации РЛД в таких установках.

На основе предложенного метода синтеза плоских РЛО и экранов создана установка поверочная УП-01 с неограниченным сверху диапазоном рабочих частот, используемая на предприятии «КОНТАКТ-1». Общий вид РЛО установки приведён на Рисунке 22, а результаты её применения – Рисунке 23, которым экспериментально доказана эффективность разработанных методов синтеза РЛО.

Теоретическими и экспериментальными результатами доказано, что разработанные методы синтеза РЛО и экранов позволяют создавать системы испытания и сертификации радиолокационных дальномеров, у которых величина помех в рабочих зонах меньше уровня помех традиционных систем на 13 дБ и более и которые позволяют создавать компактные поверочные установки с использованием многократно переотражённых волн, сокращающие по меньшей мере вдвое необходимые размеры помещений и безэховых камер. Подтвержде-

но шестое положение, вынесенное на защиту.



Рисунок 22

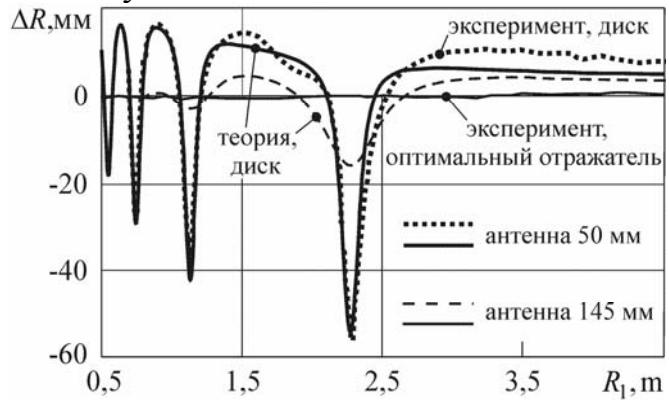


Рисунок 23

В заключении сформулированы основные результаты диссертации.

1. Для прецизионного измерения расстояния радиолокаторами с частотной модуляцией в системах измерения уровня жидкости разработан комплекс мер, включающий методы снижения уровня мешающих воздействий, методы обработки сигналов при действии мешающих факторов и методы создания оборудования для испытания, прецизионной калибровки и сертификации радиолокационных дальномеров.

2. Проведён анализ и показаны причины возникновения погрешностей, специфических для частотного дальномера в системах измерения уровня из-за многочисленных мешающих отражений, комбинационных помех, помех из-за ограниченных размеров резервуара, паразитной частотной модуляции, паразитной амплитудной модуляции, частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте. Определены связи погрешностей с параметрами узлов радиолокационных дальномеров (РЛД) при действии мешающих факторов, характерных для систем измерения уровня.

3. Показано, что в зависимости от условий измерения и методов обработки сигналов наибольший вклад в результирующую погрешность может вносить паразитная ЧМ, при этом погрешность может в несколько раз превышать рэлеевское разрешение по дальности.

4. Доказано, что совместное влияние помех, шума и паразитной частотной модуляции может в многократно увеличивать погрешность измерения по сравнению с погрешностью, обусловленной раздельным влиянием указанных факторов.

5. Для оценок частоты сигнала на фоне помех, взвешенных произвольной ВФ, получены приближённые аналитические выражения погрешности с расширенной областью их применения до отношения сигнал–помеха равного единице, которые в указанной области до 20 раз уменьшают смещение оценки погрешности, по сравнению с известными приближенными аналитическими выражениями.

6. Разработан новый метод синтеза весовых функций (ВФ), позволяющих выполнять подавление помех в спектральной области и при пространственной селекции сигналов с использованием простых алгоритмов, и получены аналитические выражения для адаптируемых ВФ (АВФ), которые при спектральном

анализе позволяют минимизировать взаимное влияние слагаемых отрезка полигармонического сигнала на оценки их частот, амплитуд и фаз. Доказано, что на основе АВФ могут быть получены ВФ, оптимальные по различным критериям, превосходящие характеристики лучших известных ВФ.

7. Предложены процедуры практической реализации методов оптимизации параметров АВФ для минимизации уровня боковых лепестков (УБЛ) спектральной плотности амплитуд (СПА) и минимизации погрешности оценки частоты на фоне помех и шума.

8. Предложены критерии оптимальности ВФ и создан каталог ВФ на основе АВФ, включающий: ВФ, оптимальные по УБЛ СПА при заданной ширине основного лепестка и заданной скорости уменьшения боковых лепестков, преимущество которых перед лучшими известными ВФ по УБЛ составляет до 12 дБ при меньшей эквивалентной шумовой полосе и увеличивается с увеличением заданной скорости уменьшения боковых лепестков; ВФ оптимальные по погрешности оценки частоты, которые обеспечивают меньшую погрешность измерения до двух и более раз по сравнению с лучшими известными ВФ.

9. Разработаны методы снижения погрешности измерения расстояния, вызванной комбинационными помехами и паразитной частотной модуляцией из-за эхо сигналов, проникающих в ЧМ генератор, основанные на свойствах АВФ и на согласованном выборе геометрических размеров элементов антенно-волноводного тракта (АВТ) и варьируемых параметров АВФ, которые позволяют снизить составляющую погрешности, обусловленную этими факторами, в десятки раз по сравнению с составляющей погрешности, возникающей при произвольных параметрах АВТ. На основе разработанного метода созданы таблицы ВФ, включённые в каталог ВФ, которые при заданной длине волновода АВТ обеспечивают минимум указанной составляющей погрешности.

10. Разработаны методы и алгоритмы снижения погрешности измерения расстояния, возникающей из-за частотной дисперсии электромагнитных волн в антенно-волноводном тракте, заключающиеся: в формировании заданных законов изменения частоты зондирующего сигнала; изменении формы ВФ при использовании весового метода оценки разностной частоты; использовании модифицированных интегрально-дискретных преобразований Фурье, обеспечивающие снижение погрешности измерения до уровня, не превышающего погрешность измерения без влияния дисперсии.

11. Для волноводного уровнемера разработаны методы прецизионной оценки разностной частоты сигнала, которая может быть как ниже, так и во много раз выше частоты дискретизации.

12. Разработаны методы повышения точности измерения расстояния в системах измерения уровня заполнения резервуаров при изменении скорости распространения электромагнитных волн в волноводе из-за изменения диэлектрической проницаемости среды в волноводе и газовой среды над поверхностью контролируемого материала, обеспечивающие снижение погрешности измерения расстояния от десятков до сотен раз, в зависимости от параметров применяемого волновода и изменения диэлектрической проницаемости среды в нём.

13. Разработаны методы синтеза радиолокационных отражателей (РЛО) и экранов с заданным уровнем подавления поля помех в рабочей зоне, меньшем уровня помех в существующих поверочных установках на 13 дБ и более. На основе разработанного метода синтеза РЛО создана уникальная поверочная установка для испытаний, прецизионной калибровки и сертификации РЛД.

14. Разработаны методы создания компактных поверочных установок на основе оптимальных отражателей с использованием многократно переотражённых волн, позволяющие, по меньшей мере, вдвое сократить необходимые размеры безэховых камер и помещений, и разработаны методы прецизионной калибровки и сертификации РЛД в таких установках.

15. На основе выполненных исследований созданы: установка поверочная с пределом допустимой погрешности воспроизведения значений расстояния $\pm 0,3$ мм, отношением сигнал-помеха, которое определено формой отражателя, выше 37 дБ на расстоянии до 10 м и выше 32 дБ на расстоянии более 10 м; прецизионные уровнемеры БАРС351И, БАРС352И, БАРС351МИ, БАРС121И.

16. В условиях использования разработанного комплекса мер, основная погрешность семейства прецизионных уровнемеров не превышает одного миллиметра.

Таким образом, в диссертации решена научная проблема прецизионного измерения уровня жидкости радиолокаторами с частотной модуляцией при действии комплекса мешающих факторов, характерных для систем измерения уровня жидкости, имеющая важное хозяйственное значение.

В приложении содержатся: каталог ВФ, оптимальных по уровню боковых лепестков СПА при заданной скорости уменьшения боковых лепестков, оптимальных по погрешности оценки частоты при заданном уровне и скорости уменьшения боковых лепестков огибающей погрешности оценки частоты, оптимальных по погрешности оценки частоты при заданной длине волновода антенно-волноводного тракта; сравнительный анализ свойств адаптируемых и известных ВФ в задачах частотной и пространственной селекции сигналов; копии дипломов международных выставок; копии сертификатов об утверждении типа средств измерений; методы и экспериментальные результаты многократного снижения помех и погрешности за счёт снижения уровня поля, рассеянного кромкой рупорной антенны.

ОСНОВНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Монографии

1. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения / В.М. Давыдочкин [и др.]. М.: Радиотехника, 2012. 512 с. (32 п.л./6,5 п.л..)

2. Precision FMCW Short-Range Radar for Industrial Applications / B.A. Atayants, V.M.Davydochkin, V.V.Ezerskiy, V.S.Parshin, S.M.Smolskiy. Boston/London, Artech House, 2014. 20 p. (24 п.л./5 п.л.)

3. Отечественные радиолокационные уровнемеры с частотной модуляцией. Практика промышленного применения / В.М. Давыдочкин [и др.]. Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография», 2017. 360 с. (22,5 п.л./3,9п.л.)

Основные публикации в изданиях, включённых в перечень ВАК РФ:

4. Влияние нелинейности модуляционной характеристики передатчика на измерение дальности в ближней радиолокации // В.М.Давыдочкин [и др.]. Информационно-измерительные и управляющие системы. 2003. Т.1, № 2 – 3. С. 50 – 56. (0,41 п.л./0,07 п.л.)
5. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Учёт влияния эффектов рассогласования антенны в частотных радиодальномерах // Антенны. 2003, № 12(79). С. 23 – 27. (0,32 п.л./0,15 п.л.)
6. Езерский В.В., Давыдочкин В.М. Оптимизация спектральной обработки сигнала прецизионного датчика расстояния на основе частотного дальномера // Измерительная техника. 2005. № 2. С.21 – 25. (0,55 п.л./0,27п.л.)
7. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Влияние отражённых волн на погрешность измерения расстояния частотным дальномером // Вестник РГРТА. Вып. 17. Рязань. 2006. С. 32 – 39. (0,5 п.л./0,27 п.л.)
8. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов в ближней частотной радиолокации //Цифровая обработка сигналов. 2005. № 3. С. 22 – 27. (0,54 п.л./0,3 п.л.)
9. Давыдочкин В.М. Методы снижения погрешности оценки параметров полигармонических сигналов в ближней частотной радиолокации // Вестник РГРТА. Вып. 18. Рязань. 2006. С. 63-70. (0,5 п.л.)
10. Давыдочкин В.М. Влияние «виртуальных помех» на погрешность оценки разностной частоты частотного уровнемера // Вестник РГРТА. Вып. 20. Рязань. 2007. С. 47 – 54. (0,45 п. л.)
11. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С. В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 4. С. 44 – 48. (0,54 п.л./0,3 п.л.)
12. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В. Весовые функции для цифрового адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Радиотехника. 2009. № 9. С. 11 – 20. (1,25 п.л./0,7 п.л.)
13. Давыдочкин В.М. Оптимизация параметров весовых функций для спектрального анализа // Вестник РГРТУ. №1 (вып. 43). Рязань. 2013. С. 54 – 61. (0,81 п.л.)
14. Бесконтактное измерение толщины льда // В.М.Давыдочкин [и др.]. Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 6 . С.91 – 97. (0,9 п.л./0,2 п.л.)
15. Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Влияние помех на погрешность радиолокационных уровнемеров с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10 . С. 30 – 37. (0,9 п.л./0,5 п.л.)
16. Давыдочкин В.М. Преобразование Фурье в задаче измерения расстояния частотным дальномером в пространстве с дисперсией // Цифровая обработка сигналов. 2015. № 1. С. 66 – 70. (0,41 п.л.)
17. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Точность измерения уровня волноводным частотно - модулированным уровнемером // Радиотехника. 2015. № 5. С. 73 – 78. (0,85 п.л./0,4 п.л.)
18. Давыдочкин В.М. Минимизация погрешности измерения расстояния в

частотных дальномерах промышленного применения с весовым усреднением разностной частоты // Измерительная техника. 2015. № 10. С.29 – 33. (0,62 п.л.)

19. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Снижение методической и шумовой погрешностей в задаче оценки частоты отрезка гармонического сигнала // Радиотехника. 2015. № 11. С. 66 – 71. (0,77 п.л./0,4 п.л.)

20. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Адаптивная компенсация в частотных уровнях паразитной частотной модуляции, вызванной наличием дисперсии // Радиотехника. 2015. № 11. С. 73 – 78. (0,79 п.л./0,34 п.л.)

21. Давыдочкин В.М. Анализ помехоустойчивости методов измерений расстояний частотным дальномером // Измерительная техника. 2016. № 4. С. 22–25. (0,49 п.л.)

22. Давыдочкин В.М. Измерение расстояния частотно-модулированным дальномером по спектру сигнала разностной частоты с учётом частотной дисперсии в антенно-волноводном тракте // Измерительная техника. 2016. № 12. С.19–24. (0,65 п. л.)

23. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Адаптивная минимизация погрешности измерения расстояния в частотных уровнях с весовым усреднением разностной частоты // Радиотехника. 2016. № 8. С. 91–97. (0,77 п.л./0,41 п.л.)

24. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Измерение уровня заполнения волноводной направляющей системы частотным дальномером при минимальном числе отсчётов сигнала // Радиотехника. 2016. № 11. С. 97–102. (0,7 п.л./0,32 п.л.)

25. Анализ спектра сигнала разностной частоты измерителя толщины пресного льда с частотно-модулированным сигналом // В.М.Давыдочкин [и др.]. Вестник РГРТУ. №4 (вып.58). Рязань.2016. С. 3 – 9 (0,75 п.л./0,21 п.л.)

26. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Минимизация влияния паразитной частотной модуляции, вызванной эхо сигналами, в частотных дальномерах ближнего действия с весовым усреднением разностной частоты // Радиотехника 2017. № 5. С. 138 – 144. (0,75 п.л./0,33 п.л.)

27. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Минимизация влияния паразитной частотной модуляции, вызванной эхо сигналами, в частотных дальномерах ближнего действия со спектральным методом оценки разностной частоты // Цифровая обработка сигналов 2017. №4. С.14 – 19. (0,48 п.л./0,2 п.л.)

28. Ситуационно-логический алгоритм работы измерителя толщины пресноводного льда с непрерывным частотно-модулированным сигналом // В.М.Давыдочкин [и др.]. Измерительная техника. 2017. № 6. С. 55–60. (0,64 п.л./0,22 п.л.)

29. Давыдочкин В.М. Сигнальная функция в задаче повышения точности радиолокационных измерений с учётом частотной дисперсии в волноводах // Измерительная техника. 2017. № 8. С. 24–29. (0,62 п.л.)

30. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Влияние паразитной частотной модуляции, вызванной эхо сигналами на погрешность частотного дальномера с оценкой разностной частоты на основе метода фазовых добавок // Вестник РГРТУ. №2 (вып. 64). Рязань, 2018. С. 29 – 34. (0,73 п.л./0,3 п.л.)

31. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Снижение погрешности измерения расстояния уровнемером с частотно модулированным сигналом на фоне помех и шума // Радиотехника 2018. № 5. С. 63 – 69. (0,78 п.л./0,31 п.л.)
32. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Измерение уровня жидкости волноводным частотным уровнемером на фоне помех // Радиотехника 2018. № 5. С. 55 – 62. (0,84 п.л./0,36 п.л.)
33. Давыдочкин В.М. Радиолокационные отражатели для прецизионных измерений // Измерительная техника. 2018. № 6. С. 46–51. (0,72 п. л.)
34. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Снижение погрешности измерения уровня жидкости волноводным уровнемером с частотной модуляцией, вызванной нарастанием осадков на стенках волновода // Цифровая обработка сигналов, 2019, № 1. (0,48 п.л./0,22п.л.)
35. Плоский экран: а.с.566284 СССР / В.М.Давыдочкин; заявл.26.02.1975; опубл. 25.07.1977. Бюлл. № 27.
36. Антенная решётка с перемещающимся фазовым центром: а.с.1243051 СССР / В.М.Давыдочкин, А.П. Капицын, А.Д. Касаткин; заявл. 01.10.1982; опубл. 07.07.1986. Бюлл. № 25.
37. Имитатор: а.с.1415291 СССР / В.М.Давыдочкин, А.П.Капицын, А.Д.Касаткин; заявл. 12.06.1985; опубл. 07.08.1988. Бюлл. № 29.
38. Способ имитации радиотехнической обстановки измерений: а.с.1495878 СССР / В.М.Давыдочкин, А.Д.Касаткин, Н.М.Орешко; заявл. 27.12.1985; опубл. 23.07.1989. Бюлл. № 27.
39. Способ уменьшения рассеянного поля приёмной вибраторной антенны: а.с.1774413 СССР / В.М.Давыдочкин, А.В.Маторин; заявл. 15.03.1989; опубл. 07.11.1992. Бюлл. № 41.
40. Антенна: пат.2207674 РФ / В.М.Давыдочкин: заявл. 24.04.2002; опубл. 27.06.2003. Бюлл. № 18.
41. Плоский радиолокационный отражатель: пат.2207676 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 24.04.2002; опубл. 27.06.2003. Бюлл. № 18.
42. Плоский широкополосный радиолокационный отражатель: пат.2207677 РФ / В.М. Давыдочкин; заявл. 24.04.2002; опубл. 27.06.2003. Бюлл. № 18.
43. Способ измерения уровня диэлектрической среды: пат. № 2218559 РФ / Б.А.Атаянц, В.М.Давыдочкин, В.В.Езерский; заявл. 20.06.2002; опубл. 10.12.2003. Бюлл. № 34.
44. Способ измерения расстояния (варианты): пат. 2234108 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 18.12.2002; опубл. 10.08.2004. Бюлл. № 22.
45. Способ измерения электрофизических параметров зондируемого материала и расстояния до него (варианты), устройство для его осуществления и способ калибровки этого устройства: пат. 2234688 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 23.01.2003; опубл. 20.08.2004. Бюлл. № 23.
46. Способ формирования зондирующего частотно-модулированного сигнала для дальномера с периодической частотной модуляцией: пат. 2234716 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 04.03.2003; опубл. 20.08.2004. Бюлл. № 23.

47. Способ измерения расстояния: пат. 2234717 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 04.03.2003; опубл. 20.08.2004. Бюлл. № 23.

48. Стенд регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров: пат. 2298770 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 27.03.2006; опубл. 10.05.2007. Бюлл. № 13.

49. Способ измерения расстояния радиодальномером с непрерывным излучением частотно-модулированных радиоволн (варианты): пат. 2309428 РФ / В.М. Давыдочкин; заявл. 27.03.2006; опубл. 27.10.2007. Бюлл. 30.

50. Способ измерения расстояния радиодальномером с частотной модуляцией зондирующих радиоволн (варианты): пат. 2423723 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 09.04.2010; опубл. 10.07.2011. Бюлл. № 19.

51. Способ измерения расстояния радиодальномером с частотной модуляцией зондирующих радиоволн: пат. 2431155 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 09.04.2010; опубл. 10.10.2011. Бюлл. № 28.

52. Способ измерения расстояния и радиодальномер с частотной модуляцией зондирующих радиоволн: пат. 2434242 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 09.04.2010; опубл. 20.11.2011. Бюлл. № 32.

53. Способ гармонического анализа периодического многочастотного сигнала: пат. 2435168 РФ / В.М.Давыдочкин, С.В.Давыдочкина; заявл. 09.04.2010; опубл. 27.11.2011. Бюлл. № 33.

54. Способ измерения толщины льда и определения свойств подстилающей поверхности подо льдом и устройство для его осуществления (варианты): пат. 2550363 РФ / В.М.Давыдочкин [и др.]; заявл. 07.02.2014; опубл. 10.02.2014. Бюлл. № 13.

55. Способ гармонического анализа периодического многочастотного сигнала на фоне шума: пат. 2551400 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 07.02.2014; опубл. 20.05.2015. Бюлл. № 14.

56. Способ измерения расстояния радиодальномером с частотной модуляцией: пат. 2654215 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 07.08.2017; опубл. 17.05.2018. Бюлл. № 14.

57. Способ измерения уровня и радиодальномер с частотной модуляцией: пат. 2655746 РФ / В.М.Давыдочкин; заявл. 07.08.2017; опубл. 29.05.2018. Бюлл. № 16.

58. Способ регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров и стенд для регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров: пат. 2655750 РФ / Б.А.Атаянц, В.М.Давыдочкин, В.В.Езерский; заявл. 07.08.2017; опубл. 29.05.2018. Бюлл. № 16.

59. Способ регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров и стенд для регулировки и поверки радиолокационных уровнемеров: пат. 2655753 РФ / Б.А.Атаянц, В.М.Давыдочкин, В.В.Езерский; заявл. 07.08.2017; опубл. 29.05.2018. Бюлл. № 16.

60. Способ измерения расстояния: пат. 2661488 РФ / Б.А.Атаянц, В.М.Давыдочкин, В.В.Езерский; заявл. 07.08.2017; опубл. 17.07.2018. Бюлл. № 20.

Давыдочкин Вячеслав Михайлович

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПРЕЦИЗИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ
УРОВНЯ ЖИДКОСТИ ЧМ-РАДИОЛОКАТОРАМИ ПРИ ДЕЙСТВИИ
КОМПЛЕКСА МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание учёной степени
доктора технических наук

Подписано в печать 22. 03. 2019 г.

Формат бумаги 60×84/16 .

Объём 2 печ. л.

Зак. 788. Тираж 120 экз.

Отпечатано в ГУП РО «Рязанская областная типография»
390023, г. Рязань, ул.Новая,69/12