

Давыдочкин Вячеслав Михайлович

**ВЕСОВЫЕ ФУНКЦИИ И АЛГОРИТМЫ
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И АМПЛИТУДЫ
ВЫБОРКИ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА
НА ФОНЕ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ**

Специальности:

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

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Рязань 2008

Работа выполнена в ГОУ ВПО «Рязанский государственный радиотехнический университет»

Научный руководитель: доктор технических наук, доцент
Езерский Виктор Витольдович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Кошелев Виталий Иванович

кандидат технических наук
Африканов Святослав Александрович

Ведущая организация: ОАО «Корпорация Фазотрон – НИИР»
НИИ «Рассвет»,
390044, г. Рязань, ул. Костычева, 15.

Защита состоится 16 мая 2008 г. в 11 часов на заседании диссертационного совета Д212.211.04 в Рязанском государственном радиотехническом университете по адресу:
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д.59/1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ГОУ ВПО РГРТУ.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью организации, просим направлять по адресу: 390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д.59/1, диссертационный совет РГРТУ Д212.211.04.

Автореферат разослан «_____» апреля 2008 г.

Учёный секретарь диссертационного совета Д212.211.04

кандидат технических наук, доцент



А.Г. Борисов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Типичными задачами в радиотехнических и радиолокационных системах (РТС и РЛС) являются задачи оценки частоты и амплитуды сигнала, принимаемого на фоне помех. Для оценки частоты и амплитуды сигнала на фоне помех развиваются различные методы: классические методы спектрального анализа на основе преобразования Фурье (ПФ); методы, основанные на линейных моделях и др. Многие общие вопросы оценки параметров сигнала детально освещены в работах В.И. Тихонова, А.П. Трифонова, Ю.Г. Сосулина, Д.Е. Вакмана.

Классические методы спектрального анализа широко используются во многих приложениях, например в РТС и РЛС. Основные недостатки классических методов спектрального анализа обусловлены низкой разрешающей способностью и искажающим действием боковых лепестков спектра, приводящим к методической погрешности оценок. Эффективным способом снижения методической погрешности оценок является применение сглаживающих весовых функций (ВФ). Этому вопросу посвящено много публикаций, поток которых не ослабевает и в настоящее время. Можно отметить ряд важных работ С.Л. Дольфа, Дж.Ф. Кайзера, Р.Б. Блэкмана, В. Барсилона и Г. Темеша, С.Л. Марпла-мл, А.В. Оппенгейма, Дж. Хэрриса, В.Ф. Кравченко, В.Г. Алексеева, А.В. Дворковича, С.Н. Кириллова, В.И. Кошелева, посвященных как анализу свойств известных, так и созданию новых эффективных ВФ.

Обработка данных с помощью ВФ позволяет ослабить влияние боковых лепестков спектра, но лишь за счёт ухудшения спектрального разрешения. Считается, что в результате этих трудно разрешимых противоречий при использовании классического спектрального анализа погрешность оценки частоты сигнала, представленного коротким отрезком гармонического колебания с относительно широким спектром, не может быть низкой. В этой связи остаётся актуальной задача создания таких ВФ и алгоритмов на их основе, которые при минимальном снижении спектрального разрешения позволяют исключить или минимизировать методическую составляющую погрешности оценки частоты.

Среди многочисленных приложений спектрального анализа в настоящее время достаточно востребованной и в сконцентрированном виде отражающей многие аспекты создания алгоритмов и методов спектрального анализа является разработка высокоточных РЛС с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала для промышленного применения. Известно, что в таких РЛС отношение сигнал-шум высокое. Поэтому основным фактором, ограничивающим снижение погрешности измерения информационного параметра, являются сигналподобные помехи значительного уровня, вызванные мешающими отражениями. Такие помехи приводят к погрешности оценивания частоты сигнала, в которой наиболее часто заключена полезная информация.

Несмотря на повышенный интерес к проблеме исследования, ряд теоретических задач спектрального анализа не решён. В частности, в настоящее время отсутствуют в общем виде аналитические оценки погрешности и их связь с параметрами ВФ, которые могли бы стать отправными пунктами создания алгоритмов прецизионного оценивания частоты сигнала.

Цель работы. Целью настоящей работы является создание адаптируемых ВФ (АВФ) и алгоритмов оценки частоты и амплитуды сигнала на фоне сигналподобных помех, которые обеспечивают повышение точности оценки в РТС и РЛС промыш-

ленного назначения, использующих радиосигналы ограниченной длительности.

Достижение поставленной цели предполагает решение следующих задач

1. Получение аналитических выражений для определения методической погрешности оценки частоты радиосигнала, принимаемого на фоне сигналоподобных помех и взвешенного произвольной ВФ и алгоритмов снижения погрешности.

2. Создание ВФ, допускающих адаптацию их формы для одновременного снижения погрешности оценивания частоты и амплитуды сигнала, принимаемого на фоне сигналоподобных помех.

3. Разработка алгоритмов адаптивного спектрального анализа, использующих полученные ВФ, обеспечивающих минимум методической погрешности оценки частоты и амплитуды сигнала.

4. Разработка методики снижения погрешности коррекцией результатов оценки частоты.

5. Проверка полученных теоретических результатов методами математического и численного моделирования на моделях сигналов и сигналоподобных помех, учитывающих особенности РТС и РЛС промышленного назначения, а также проведением экспериментальных исследований.

7. Практическая реализация предложенных ВФ и алгоритмов в РТС и РЛС промышленного назначения.

Методы исследования. При проведении исследований использовались: теория и методы дифференциального и интегрального исчисления, вычислительной линейной алгебры и оптимизации, синтеза линейных систем. Теоретические методы сочетались с исследованиями на основе компьютерного моделирования, а также с экспериментальными методами.

Научная новизна

1. Получены аналитические выражения для методической погрешности оценки частоты сигнала на фоне сигналоподобных помех, взвешенного произвольной ВФ.

2. Предложена методика оптимизации параметров ВФ и длительности интервала анализа (ДИА) при спектральной обработке радиосигнала, позволяющая минимизировать методическую составляющую погрешности оценки частоты.

3. Предложена методика расчёта АВФ и получены эффективные АВФ, позволяющие исключить или минимизировать методические погрешности оценок частоты и амплитуды сигнала на фоне сигналоподобных помех при спектральном анализе.

4. Показано, что АВФ позволяют добиться предельных соотношений ширины основного лепестка, уровня боковых лепестков (УБЛ) спектра (УБЛС) и скорости уменьшения УБЛС. В частности, получены два аналитических выражения для ВФ, амплитудные спектры которых совпадают со спектром ВФ Дольфа-Чебышева (ДЧ).

5. Предложена методика оптимизации параметров АВФ по критерию минимума погрешности оценки частоты короткой выборки гармонического сигнала.

6. Предложена методика оптимизации параметров ВФ по критерию минимума УБЛС при заданной скорости уменьшения УБЛС и заданной ширине основного лепестка спектра. По предложенной методике создан каталог ВФ.

7. Предложены алгоритмы спектральной обработки радиосигнала на фоне сигналоподобных помех и шумов, снижающие погрешность оценок частоты и амплитуды сигнала за счёт использования АВФ.

8. Разработаны алгоритмы на основе АВФ, позволяющие снизить погрешности

измерения, характерные для РТС и РЛС промышленного назначения, в 2 – 20 раз по сравнению с наиболее эффективными известными методами снижения погрешности.

Достоверность результатов обусловлена: корректной постановкой задач при теоретических исследованиях; точными аналитическими решениями; тестированием полученных теоретических результатов на широком классе задач с помощью компьютерного моделирования на основе физических и математических моделей, адекватно отражающих реальные физические процессы в рассматриваемых задачах; совпадением с экспериментальными результатами и известными, в частных случаях, результатами расчётов и экспериментальными данными других авторов.

Практическая значимость и внедрение результатов работы. Полученные результаты развивают теорию спектрального оценивания параметров радиосигналов и могут непосредственно применяться при проектировании и синтезе РТС и РЛС с алгоритмами прецизионного оценивания частоты и амплитуды сигналов, в частности, при проектировании прецизионных измерителей уровня.

Полученные результаты нашли применение на Рязанском приборостроительном ООО «Предприятие “Контакт-1”» при разработке измерителей уровня высокой точности БАРС 351, БАРС 352, что подтверждено актом о внедрении. Разработанные приборы поставляются промышленным предприятиям России и за рубежом. Технические решения, предложенные при выполнении диссертационной работы на основе теоретических результатов, защищены патентами Российской Федерации. Высокий научно-технический и потребительский уровень разработанных уровней подтверждается:

- дипломом второй степени на неделе высоких технологий в Санкт-Петербурге в 2004 г.,
- дипломом и золотой медалью V Московского международного салона инноваций и инвестиций 2005 г.,
- дипломом и золотой медалью VII Московского международного салона инноваций и инвестиций 2007 г.,
- дипломом № 20076201011201 Программы «100 ЛУЧШИХ ТОВАРОВ РОССИИ».

Основные положения, выносимые на защиту

1. Аналитические выражения для методической погрешности оценивания частоты сигнала на фоне сигналоподобных помех и алгоритмы оптимизации параметров ВФ и длительности интервала анализа на их основе, позволяющие снизить методическую погрешность оценки от десятков процентов при малых частотах сигнала до нескольких порядков при увеличении частоты.

2. АВФ, позволяющие исключить или минимизировать методические погрешности оценок частоты и амплитуды сигнала на фоне сигналоподобных помех при спектральном анализе.

3. Методика расчёта ВФ на основе АВФ и весовые функции, полученные по этой методике, которые имеют минимальный УБЛС при заданной ширине основного лепестка спектра и заданной скорости уменьшения УБЛС.

4. Алгоритмы оптимизации параметров АВФ при спектральном методе оценивания частоты и амплитуды радиосигнала на фоне сигналоподобных помех на основе ПФ, обеспечивающие снижение методической погрешности оценок от десятков процентов до нескольких порядков в зависимости от условий измерения, и методика снижения погрешности коррекцией результатов оценки частоты при вариациях параметров АВФ.

Апробация работы. Основные результаты и положения диссертационной работы докладывались и обсуждались: на XII МНТК "Радиолокация, навигация, связь" (Воронеж, 2006); VIII МНТК "Цифровая обработка сигналов и её применение" (Москва, 2006); III МНТК "Физика и технические приложения волновых процессов" (Волгоград, 2004); 2-м Международном радиоэлектронном форуме "Прикладная Радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" (Харьков, 2005); LVIII и LXI Научных сессиях, посвящённых Дню радио (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).

Публикации. Материалы диссертации опубликованы в 40 работах, среди которых 7 статей в научных журналах, входящих в перечень ВАК, 28 текстов докладов и тезисов докладов на научно-технических конференциях, 5 патентов на изобретения.

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из введения, трёх глав, заключения, библиографии из 218 наименований и 5 приложений. Содержание работы изложено на 301 странице, в том числе основного текста 144 с., 125 иллюстраций, выполненных на 62 с., 21 с. библиографии и 52 с. приложений.

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, определён круг вопросов, касающихся решения поставленных задач.

В первой главе коротко изложены основные сведения из теории оценивания частоты радиосигналов с использованием спектрального анализа, обозначены источники погрешности оценки частоты по максимуму спектра. В качестве анализируемой математической модели сигнала используется сумма отрезков гармонических слагаемых одинаковой длины с произвольными амплитудными, частотными и фазовыми соотношениями на фоне аддитивного белого нормального шума. При этом отношение сигнал-шум высокое. При оценке параметров любого слагаемого остальные слагаемые играют роль сигналподобных помех. Если не сделано оговорок, полезным считается слагаемое сигнала с максимальной амплитудой. Такая математическая модель наиболее адекватно отражает обрабатываемые сигналы промышленных РЛС измерения параметров технологических процессов.

Для оценки частоты по максимуму модуля спектральной плотности (СП) $S(x)$ с использованием ВФ произвольного вида получены **выражения для методической погрешности оценивания частоты сигнала на фоне сигналподобных помех:**

$$\Delta x \approx S'_i(x_1) \left\{ 1 - \sqrt{1 - 2(\Delta x_1)^2 S''_i(x_1)/S'_i(x_1)} \right\} / (\Delta x_1)^2 S'''_i(x_1), \quad (1)$$

где для частного случая двух слагаемых спектра

$$\Delta x_1 \approx \frac{-[\cos(\Phi_p - \Phi_1) + S_p(x_1)/S_1(0)] S'_p(x_1)}{S''_1(0) + S''_p(x_1) S_p(x_1)/S_1(0) + \cos(\Phi_p - \Phi_1) [S''_1(0) S_p(x_1)/S_1(0) + S''_p(x_1)]}, \quad S_1(x_1)$$

и $S_i(x_1)$ - полезный и мешающий компонент СП; $S_i^{(n)}(*)$ - n-я производная СП; $x_1 = 0.5\Omega_1 T/\pi$, $x = 0.5\Omega T/\pi$ - нормированные частота полезного компонента сигнала и текущая частота; Φ_1 - фаза полезного компонента; $S_p(x_1)$ и Φ_p - мешающий компонент

СП и его фаза для двухкомпонентного сигнала; T - симметричный временной интервал.

Погрешность представлена произведением множителей, которые позволяют вычислить без ошибок последовательность точек на нормированной шкале частот с нулевой методической погрешностью. В интервалах между точками с нулевой методической погрешностью выражения для погрешности носят приближённый характер. Зависимость погрешности от частоты имеет колебательный характер и проходит через последовательность точек, в которых погрешность оценки отсутствует. Эта последовательность выражением (1) определена без ошибок.

Выполнено сравнение с известным методом получения погрешности оценки частоты сигнала, который основан на приближённом решении трансцендентного уравнения для оценки частоты сигнала при аппроксимации его формулой Тейлора. Анализ приближённого выражения (1) и выражения для известного метода показал, что полученные выражения для методической погрешности сходятся к известным оценкам и к точным значениям погрешности, найденным численными методами при увеличении отношения сигнал-помеха $q_{\text{п}}$ более 10. Однако при снижении отношения сигнал-помеха до единиц известные методы позволяют определить погрешность с ошибкой, которая превышает величину этой погрешности. Это иллюстрируется рисунком 1 при $q_{\text{п}} = 1,15$ и взвешивании сигнала ВФ КБ с $\alpha = 2$. На нём пунктирной линией показана зависимость методической составляющей погрешности Δx_1 от оцениваемой нормированной частоты x_1 , вычисленная по приближённому

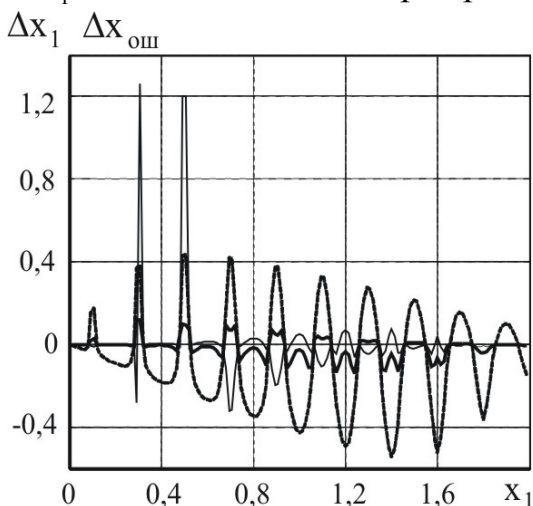


Рисунок 1

выражению, сплошной жирной линией – ошибка $\Delta x_{\text{ош}}$ оценки этой погрешности, полученная как разница результатов численного моделирования и теоретических результатов, а сплошной тонкой линией - ошибка оценки погрешности, полученной известным методом.

Получены формулы для точек с нулевой погрешностью оценки $x_{1\text{Т}}$ при использовании ВФ ДЧ:

$$x_{1\text{ТЧ}} = \sqrt{N^2 + \ln^2 \left(Q + \sqrt{Q^2 - 1} \right) / \pi^2}, \quad (2)$$

где $N = 1, 2, 3, \dots$ - номер точки с нулевой погрешностью оценки, Q^{-1} – УБЛ СП ВФ ДЧ,

и ВФ Кайзера-Бесселя (КБ) с параметром α , оп-

ределяющим УБЛ СП ВФ

$$\pi \sqrt{x_{1\text{ТК}}^2 - \alpha^2} = \text{tg} \left(\pi \sqrt{x_{1\text{ТК}}^2 - \alpha^2} \right). \quad (3)$$

Предложены простые алгоритмы адаптивной оптимизации параметров ВФ и ДИА по минимуму погрешности оценивания частоты радиосигнала. Процесс определения необходимых параметров ВФ или ДИА должен быть итерационным с повторением вычислений и уточнением Q , α или ДИА на каждой итерации. Эта процедура повторяется до снижения абсолютного значения разности между вновь полученным значением $\hat{x}_1^{(n)}$ и его предыдущим значением $\hat{x}_1^{(n-1)}$ ниже заранее заданной величины Δ_x :

$$\left| \hat{x}_1^{(n)} - \hat{x}_1^{(n-1)} \right| \leq \Delta_x. \quad (4)$$

Алгоритм оптимизации параметров ВФ

1. Отсчёты обрабатываемого сигнала записываются в память вычислительного устройства и по ним для выбранной ВФ с её заданными начальными параметрами, соответствующими максимально допустимому УБЛС, находится положение максимума модуля спектра, вычисляются оцениваемая частота и нулевое приближение для $\hat{x}_1^{(0)}$.

2. На основе формул (2) или (3) определяются, соответственно, номер бокового лепестка $S_{\text{вф}}(x_+)$, перекрывающегося с основным лепестком $S_{\text{вф}}(x_-)$ для ВФ ДЧ, или значение корня для ВФ КБ, где $x_- = x - x_i$, $x_+ = x + x_i$.

3. По записанным в память отсчётам сигнала вычисляется спектр с учётом выбранного номера N , находится положение максимума модуля спектра $\hat{x}_1^{(1)}$, уточняются параметры ВФ ДЧ или КБ при определённых значениях номера бокового лепестка.

4. По записанным в память отсчётам сигнала вычисляется спектр с уточнёнными параметрами Q или α , находится n -е приближение положения его максимума $\hat{x}_1^{(n)}$ при уточнённых значениях параметров ВФ ДЧ или КБ.

5. Пункты 3, 4 повторяются до выполнения условия (4).

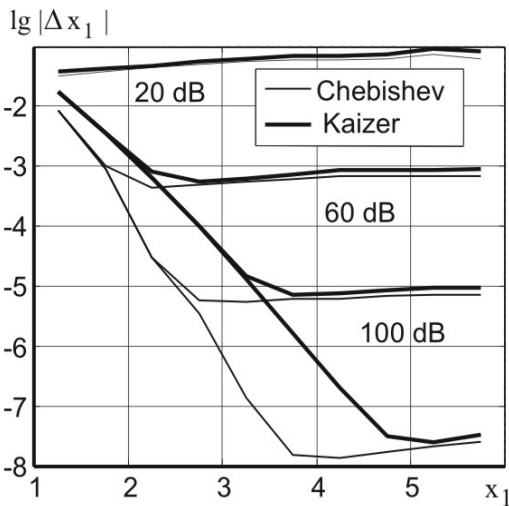


Рисунок 2

Теоретически методическая погрешность может быть нулевой, однако практически погрешность ограничена шумами. Результаты моделирования процесса оценки частоты выборки сигнала, содержащей от 1 до 6 периодов, иллюстрируются рисунком 2 с зависимостью логарифма нормированного СКО результата измерения от нормированной частоты при оптимизации Q ВФ ДЧ и α ВФ КБ. Параметром для каждой кривой является отношение сигнал-шум q в дБ.

Минимизация погрешности оптимизацией ДИА возможна с любыми ВФ. Из анализа (1) следует, что частота сигнала, равная или большая частоты экстремума ближайшего бокового лепестка СП ВФ, может быть определена без методической погрешности, если интервал анализа уменьшить таким образом, чтобы нормированная к изменённой длительности выборки частота сигнала соответствовала выражениям (2) или (3). **Алгоритм оптимизации длительности интервала анализа** также является итерационным.

1. По записанным в память вычислительного устройства отсчётам, с использованием выбранной ВФ, вычисляется СП, находится нулевое приближение для $\hat{x}_1^{(0)}$.

2. Ряд относительных частот с нулевой погрешностью $x_{\text{ти}}$, хранящийся в памяти вычислительного устройства для выбранной ВФ, сравнивается с частотой $\hat{x}_1^{(0)}$, и для дальнейшего использования выбирается частота, ближайшая к первоначально оцененной из условия $x_{\text{ти}} \leq \hat{x}_1^{(0)}$.

3. По M_a отсчётам выборки сигнала из M_b отсчётов, хранящихся в памяти, с использованием выбранной ВФ, вычисляется СП, находится положение максимума модуля спектра, вычисляются измеряемая частота и первое приближение для $\hat{x}_1^{(1)}$.

4. Пункты 2, 3 повторяются до выполнения условия (4).

Достижимый минимум погрешности и уменьшение её на каждой итерации определяются не только УБЛС применяемой ВФ, но и количеством отсчётов выборки сигнала, поскольку интервал анализа можно изменять только на величину, кратную интервалу дискретизации записанной выборки сигнала. Для анализа использованы ВФ ДЧ и КБ. Для ВФ ДЧ выражение, необходимое для осуществления алгоритма оптимизации длительности выборки, представленной числом её отсчётов, имеет компактный вид:

$$M_a = 1 + \text{ceil} \left\{ (M_b - 1) \sqrt{\left[\text{floor} \sqrt{(2\hat{x}_1^{(0)})^2 - L^2/\pi^2} \right]^2 + L^2/\pi^2} / 2\hat{x}_1^{(0)} \right\}, \quad (5)$$

где $L = \ln(Q + \sqrt{Q^2 - 1})$, ceil и floor – операции округления вещественного массива, соответственно, в большую сторону и в сторону нуля.

Применение приведённого алгоритма для ВФ ДЧ и КБ с УБЛС -40 дБ снижает погрешность оценки частоты сигнала, содержащего 1024 отсчёта, за первую итерацию в 4 – 30 раз при изменении нормированной частоты с 1,3 до 3. Уменьшение числа отсчётов до 32 практически исключает возможность минимизации погрешности.

Во второй главе на основании установленных условий точного оценивания частоты предложена методика расчета АВФ, которые позволяют одновременно устранить методическую погрешность оценок как частот, так и амплитуд слагаемых выборки полигармонического сигнала. Такая задача может быть решена, если существует ВФ, форма которой может задаваться варьируемыми параметрами b_i таким образом, чтобы на частоте каждого из слагаемых сигнала боковые лепестки СП других слагаемых были равны нулю вместе с заданным количеством их производных, т.е., если существует нетривиальное решение системы уравнений

$$\begin{cases} S(x, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{x=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0, \\ \frac{d}{dx} S(x, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{x=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0, \\ \dots \\ \frac{d^{(N-1)}}{dx^{(N-1)}} S(x, b_1, b_2, \dots, b_N) \Big|_{x=b_1, b_2, \dots, b_N} = 0. \end{cases} \quad (6)$$

Решение системы (6) для непрерывных сигналов найдено в классе функций, представимых тригонометрическими рядами и алгебраическими полиномами вида:

$$w_s(t, b_1, \dots, b_N) = 1 + \sum_{n=1}^N a_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(2\pi n t), \quad (7)$$

$$w_c(t, b_1, \dots, b_N) = K_c^{-1}(b_1, \dots, b_N) \left\{ \cos(\pi t) + \sum_{n=1}^N a_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos[\pi(2n+1)t] \right\}, \quad (8)$$

$$w_\Sigma(t, b_1, \dots, b_N) = K_\Sigma^{-1}(b_1, \dots, b_N) \left[1 + \sum_{n=1}^N a_{n\Sigma}(b_1, \dots, b_N) \cos(\pi n t) \right], \quad (9)$$

$$w_a(t, b_1, \dots, b_N) = K_a^{-1}(b_1, \dots, b_N) \left[1 + \sum_{n=1}^N a_{an}(b_1, \dots, b_N) t^{2n} \right] \quad (10)$$

с искомыми коэффициентами $a_{sn}(b_1, \dots, b_N)$, $a_{cn}(b_1, \dots, b_N)$, $a_{n\Sigma}(b_1, \dots, b_N)$, $a_{an}(b_1, \dots, b_N)$.
Для дискретных сигналов, содержащих M_0 отсчётов, использованы функции

$$w_s(m_0, b_1, \dots, b_N, N) = 1 + \sum_{n=1}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N, N) \cos[2n(m_0 - 0,5)], \quad (11)$$

$$w_c(m_0, b_1, \dots, b_N, N) = K_{cd}^{-1} \left\{ \cos((m_0 - 0,5)M) + \sum_{n=1}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N, N) \cos[(2n+1)(m_0 - 0,5)M] \right\} \quad (12)$$

с искомыми коэффициентами $C_{sn}(b_1, \dots, b_N, N)$, $C_{cn}(b_1, \dots, b_N, N)$.

Для функций (7), (8), (11), (12) решениями системы (6) являются, соответственно,

$$a_{sn}(b_1, \dots, b_N) = A_{sn} \cdot \prod_{i=1}^N (1 - n^2/b_i^2), \quad (13)$$

$$a_{cn}(b_1, b_2, \dots, b_m) = A_{nc} \cdot \prod_{i=1}^N \left\{ [b_i^2 - (n+0,5)^2] / (b_i^2 - 0,25) \right\}, \quad (14)$$

$$C_{sn}(b_1, \dots, b_N) = A_{sn}(M) \cdot \prod_{i=1}^N \left\{ [\cos(2nM) - \cos(2b_i M)] / 2 \sin^2(b_i M) \right\}, \quad (15)$$

$$C_{cn}(b_1, \dots, b_N) = A_{cn}(M) \cdot \prod_{i=1}^N \left\{ \frac{\cos[(2n+1)M] - \cos(2b_i M)}{\cos(M) - \cos(2b_i M)} \right\}, \quad (16)$$

при которых функции (7), (8), (9), (12) удовлетворяют системе уравнений (6), следовательно, являются АВФ и позволяют исключить методические составляющие погрешностей оценок частоты и амплитуды.

В работе приведены подробные таблицы коэффициентов A_{sn} , A_{cn} , $A_{sn}(M)$ и $A_{cn}(M)$. Для небольших значений N коэффициенты A_{sn} , A_{cn} приведены в таблице,

N	A_{s1}	A_{s2}	A_{s3}	A_{s4}	A_{s5}	A_{c1}	A_{c2}	A_{c3}	A_{c4}	A_{c5}
1	1	0	0	0	0	1/3	0	0	0	0
2	4/3	1/3	0	0	0	1/2	1/10	0	0	0
3	3/2	3/5	1/10	0	0	3/5	1/5	1/35	0	0
4	8/5	4/5	8/35	1/35	0	2/3	2/7	1/14	1/126	0
5	5/3	20/21	5/14	5/63	1/126	5/7	5/14	5/42	1/42	1/462

а коэффициенты $A_{sn}(M)$ и $A_{cn}(M)$ имеют вид:

при $N = 2$ $A_{s1}(M) = \frac{2 \sin 2M}{\sin 3M}$, $A_{s2}(M) = \frac{1}{\cos 2M} \frac{\sin M}{\sin 3M}$; при $N = 3$
 $A_{s1}(M) = \frac{2 \sin 3M}{\sin 4M}$, $A_{s2}(M) = \frac{1}{\cos 2M} \frac{\sin 3M}{\sin 5M}$, $A_{s3}(M) = \frac{1}{2 \cos 2M \cos 3M} \frac{\sin M}{\sin 5M}$;
при $N = 2$ $A_{c1}(M) = \frac{\sin(0,5M) \sin(2M) \cdot \sin(3M)}{\sin(1,5M) \sin M \cdot \sin(4M)}$, $A_{c2}(M) = \frac{\sin(0,5M)}{2 \sin(2,5M) \cdot \cos(2M)}$;
при $N = 3$ $A_{c1}(M) = \frac{\sin(0,5M) \sin^2(3M)}{\sin(1,5M) \sin M \cdot \sin(5M)}$, $A_{c2}(M) = \frac{\sin(0,5M) \cdot \cos M}{\sin(2,5M) \cdot \cos(3M)}$,
 $A_{c3}(M) = \frac{\sin(0,5M)}{\sin(3,5M)} \cdot \frac{\prod_{k=2}^3 \sin kM}{\prod_{k=5}^6 \sin kM}$.

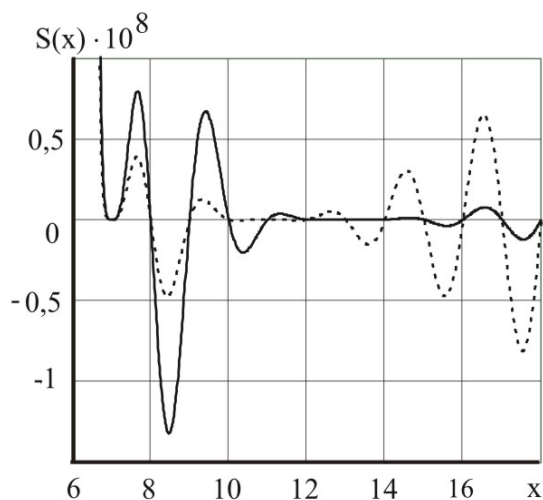


Рисунок 3

Возможность управления параметрами АВФ для одновременной минимизации погрешности оценки частоты и амплитуды сигнала на фоне нескольких помех иллюстрируется рисунком 3 с СП АВФ (7) при $N = 6$ и заданными нулями третьего порядка на двух относительных частотах: $b_{1;2;3} = 7$ и $b_{4;5;6} = 13$ для сплошной кривой, $b_{1;2;3} = 7$ и $b_{4;5;6} = 11$ для пунктирной кривой.

Исследованы спектральные свойства АВФ и показано, что основные спектральные свойства, определяющие возможность снижения погрешности оценивания частоты и амплитуды сигнала: ширина основного лепестка, УБЛ СП и скорость уменьшения УБЛ СП C_s

($C_s = 20 \lg \lim_{x \rightarrow \infty} |S(2x)/S(x)|$ в децибелах на октаву) однозначно связаны с положением задаваемых нулей СП для АВФ (7), (8), (11), (12) и неоднозначно для АВФ (9) и (10). (В результате последние не представляют интереса для решения задач минимизации погрешности оценки частоты и здесь не приведены.) В частности, $C_s = (C_0 + 12N_\infty)$ дБ/окт, где N_∞ - число нулей, заданных на бесконечной частоте, $C_0 = 6$ дБ/окт для АВФ (7) и для (11) при $M_0 \rightarrow \infty$, $C_0 = 12$ дБ/окт для АВФ (8) и для (12) при $M_0 \rightarrow \infty$.

Показано, что задание нулей СП АВФ, совпадающих с нулями СП известных ВФ, обеспечивает совпадение их спектров. В частности, заданием в (11) и (12) положений нулей b_i , совпадающих с положениями нулей Дольф-Чебышевского спектра, получены ВФ, спектры которых совпадают со спектром ВФ ДЧ.

Однозначная связь формы СП АВФ с положением задаваемых нулей позволяет на основе АВФ получать ВФ с оптимизированными параметрами. Один из критериев оптимальности ВФ основан на минимизации погрешности оценки частоты, определённой выражением (1). За второй критерий оптимальности ВФ принят минимум УБЛ при заданных: ширине основного лепестка СП на нулевом уровне ΔF_0 , C_s и количестве варьируемых параметров N . Необходимо определить варьируемые коэффициенты АВФ таким образом, чтобы УБЛ СП при этом был минимален.

Учитывая, что N_∞ определяется заданной C_s , а один из параметров АВФ фиксируется для получения заданной ΔF_0 , число параметров, которое может быть использовано для минимизации УБЛ СП, $N_{\text{вар}} = N - (1 + N_\infty)$.

Методика расчёта параметров ВФ на основе АВФ включает:

- задание частоты одного из нулей СП АВФ, равной половине заданной ширины основного лепестка СП по нулевому уровню $b_1 = \Delta F_0 / 2 < N$;
- выбор семейства АВФ по заданной C_s ;
- задание N и числа варьируемых нулей из соотношения $N_{\text{вар}} = N - (1 + N_\infty) \geq 1$;
- определение УБЛ СП эталонной ВФ ДЧ по заданной ширине основного лепестка и распределения нулей её СП;
- варьирование положений нулей АВФ в соответствии с целевой функцией

$$\max S_N(x, b_2, b_3, \dots, b_{N_{\text{вар}}}, N) \Rightarrow \min_{\Delta F_0/2 \leq b_1 \leq 3N} . \quad (17)$$

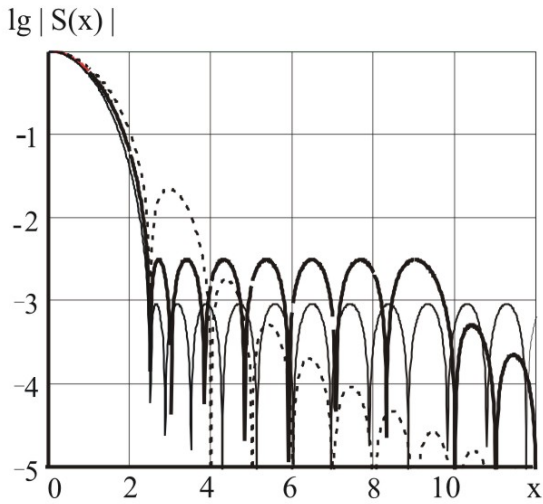


Рисунок 4

ВФ ДЧ (тонкая линия). При этом, существенные недостатки ВФ ДЧ – наличие δ -функций на краях временного интервала и, соответственно, незатухающий УБЛ СП в оптимизированных ВФ, - исключены.

На основе АВФ по предложенной методике создан каталог ВФ с оптимальными параметрами. Например, ВФ, СП которой представлена жирной кривой на рисунке 4, определяется задаваемыми частотами: $b_1=2,5$; $b_2=3,00892$; $b_3=3,83333$; $b_4=4,82183$; $b_5=5,9053$; $b_6=7,06233$; $b_7=8,31299$; $b_8 = b_9 = 1000$. УБЛ СП ВФ, полученных на основе АВФ, на 3 – 15 дБ ниже УБЛ СП известных ВФ при меньшей эквивалентной шумовой полосе (ЭШП) и меньшей ширине основного лепестка на уровне -6 дБ.

Третья глава посвящена созданию методик снижения погрешности оценок частоты и амплитуды сигнала на основе использования АВФ в задачах, характерных для РТС и РЛС, и практическому использованию полученных результатов.

Получены аналитические выражения для выбора одного из параметров АВФ $b_{\text{шmin}}$, обеспечивающего минимизацию составляющей погрешности, обусловленной шумами, за счёт минимизации ЭШП. Для АВФ (10) это выражение имеет компактный вид:

$$b_{\text{шmin}}^2 = \left[\sum_{n=1}^N A_n^2 n^4 (b_n^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2 \right] / \sum_{n=1}^N A_n^2 n^2 (b_n^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2 . \quad (18)$$

Предложены для практической реализации простые алгоритмы одновременной минимизации методической составляющей погрешности оценки частоты и амплитуды сигнала и составляющей погрешности, обусловленной шумами. Наименьшую суммарную погрешность оценки частоты, обусловленную одновременным влиянием шумов и методической составляющей погрешности, обеспечивает **алгоритм, реализующий возможность независимого управления несколькими параметрами АВФ для одновременного снижения методической погрешности и уменьшения ЭШП.**

1. Отсчёты обрабатываемого сигнала записываются в память вычислительного устройства и по ним для выбранной ВФ с её заданными начальными параметрами, соответствующими минимальной ширине основного лепестка СП при максимально допустимом УБЛ, находится положение максимума модуля спектра, вычисляются

оцениваемая частота и нулевое приближение для $\hat{x}_1^{(0)}$.

2. Уточняется значение $b_N = \hat{x}_1^{(0)}$ и определяется суммарная кратность задаваемых корней АВФ $N+1$ на единицу больше, чем кратность корня $b_N = \hat{x}_1^{(0)}$. Принимается значение одного из задаваемых корней $b_1 = b_{\text{шмин}}$ в соответствии с выражением (18) при использовании АВФ $w_s(m_0, b_1, \dots, b_N, N)$. По записанным в память отсчётам сигнала вычисляются следующее и n -е приближения $\hat{x}_1^{(n)}$ при уточнённых значениях параметров ВФ.

3. Пункт 2 повторяется до выполнения условия (4).

4. Выполняется оценка амплитуды.

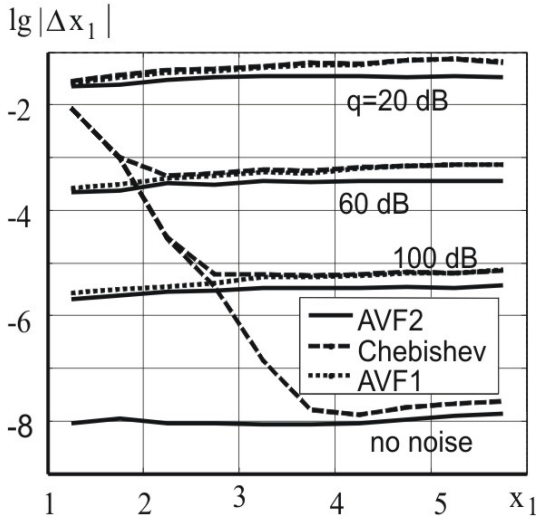


Рисунок 5

Минимально достижимые уровни погрешности иллюстрируются рисунком 5, на котором приведена зависимость логарифма погрешности оценки частоты от нормированной частоты короткой выборки гармонического сигнала при различных соотношениях сигнал-шум q и оптимальных параметрах АВФ (при одновременной минимизации методической составляющей погрешности оценки частоты и амплитуды сигнала и составляющей погрешности, обусловленной шумами, - сплошные линии и только при минимизации методической составляющей погрешности - точечные линии), полученная численным моделированием процесса измерения.

Для сравнения пунктиром приведена погрешность, полученная с ВФ ДЧ, рассмотренная в первой главе.

Предложены алгоритмы оценки частот компонент сигнала, содержащего несколько компонент. Например, **алгоритм оценки частот компонент двухкомпонентного сигнала** включает следующую последовательность действий.

1. Первый пункт, в основном, совпадает с пунктом 1 предыдущего алгоритма, но включает нулевое приближение оценок двух слагаемых сигнала $\hat{x}_1^{(0)}$ и $\hat{x}_2^{(0)}$.

2. Вычисляются взаимные разности между частотами оцениваемых компонент сигнала, т.е., нулевое приближение для $\Delta \hat{x}_1^{(0)} = x_2 - x_1$, $\Delta \hat{x}_1^{(0)} = 2x_1$,

$$\Delta \hat{x}_2^{(0)} = 2x_2, \quad \Delta \hat{x}_3^{(0)} = x_2 + x_1.$$

3. Задаются значения $b_i^{(0)} = \Delta \hat{x}_i^{(0)}$ и N_i .

4. По записанным в память отсчётам сигнала вычисляются следующее и n -е приближения $\hat{x}_i^{(n)}$ при уточнённых значениях параметров АВФ $b_i^{(n-1)} = \Delta \hat{x}_i^{(n-1)}$ и N_i .

5. Пункты 2-5 повторяются до выполнения условия (4) для каждого или интересующего слагаемого сигнала.

6. На полученных частотах выполняется оценивание амплитуды каждого или интересующего слагаемого сигнала.

Предложенные алгоритмы позволяют обеспечить снижение методической составляющей погрешности оценки ниже уровня шумовой и снизить в два – три раза суммар-

ную погрешность, обусловленную шумовой и методической погрешностями. Оценка качества предложенных процедур проводилась методом численного моделирования на задачах, рассмотренных в различных известных публикациях.

На рисунке 6 показаны зависимости погрешности оценок частот выборки двухкомпонентного сигнала от оцениваемой нормированной частоты.

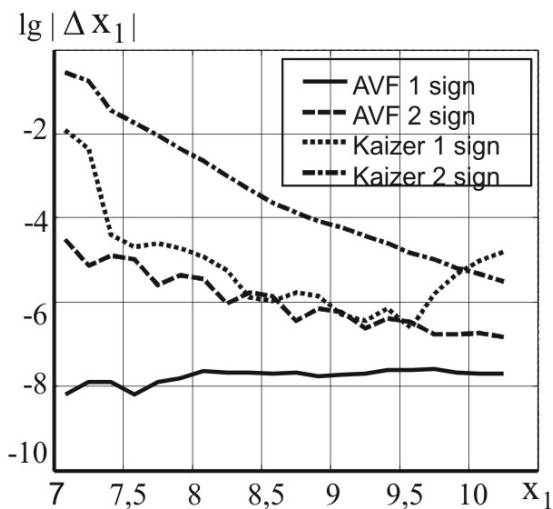


Рисунок 6

ков, при оценивании частот сигналов вблизи границ их разрешения, до десяти раз, при увеличении разности частот между компонентами сигнала.

Предложенные выше алгоритмы адаптированы для оценивания частоты короткой выборки сигнала на фоне комбинационных помех и для оценивания частоты короткой выборки сигнала, искажённого паразитной ЧМ. Необходимость учёта указанных искажений характерна для высокоточных промышленных РТС и РЛС измерения геометрических параметров технологических процессов. Появление комбинационных помех обусловлено нелинейным преобразованием принимаемых сигналов, а паразитная ЧМ обусловлена, в частности, дисперсией волн в пространстве распространения, дифракционными явлениями и влиянием отражённых волн на резонансную систему передатчика.

Для рассмотренных алгоритмов оценивания частоты и амплитуды радиосигнала проведено численное моделирование, результаты которого хорошо согласуются с теоретическими результатами. По сравнению с известными алгоритмами методическая составляющая погрешности оценки снижается от нескольких раз до нескольких порядков.

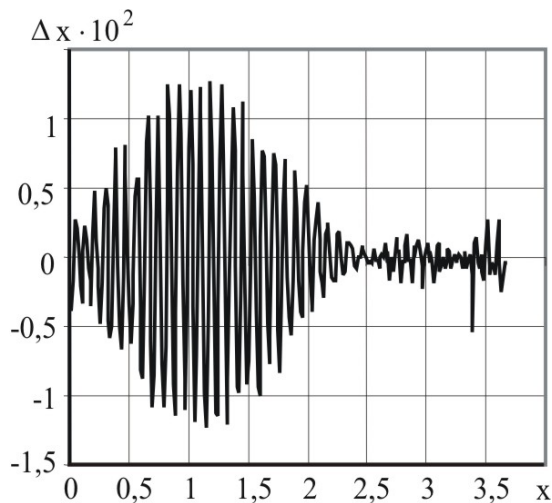


Рисунок 7

Сигнал содержал слагаемое с 3 периодами колебания с единичной амплитудой (зависимость погрешности обозначена AVF 1 sign) и слагаемое с амплитудой на 40 дБ меньше и варьируемым количеством периодов от 7 до 10,5 (AVF 2 sign). Для сравнения использовалась ВФ КБ, которая является лучшей из известных для большинства рассматриваемых задач. Для ВФ КБ разработаны итерационные процедуры, также обеспечивающие минимум погрешности (погрешность оценки частоты первого слагаемого обозначена Kaizer 1 sign, второго – Kaizer 2 sign). Преимущество АВФ перед ВФ КБ составляет от нескольких порядков, при оценивании частот сигналов вблизи границ их разрешения, до десяти раз, при увеличении разности частот между компонентами сигнала.

Предложенные выше алгоритмы адаптированы для оценивания частоты короткой выборки сигнала на фоне комбинационных помех и для оценивания частоты короткой выборки сигнала, искажённого паразитной ЧМ. Необходимость учёта указанных искажений характерна для высокоточных промышленных РТС и РЛС измерения геометрических параметров технологических процессов. Появление комбинационных помех обусловлено нелинейным преобразованием принимаемых сигналов, а паразитная ЧМ обусловлена, в частности, дисперсией волн в пространстве распространения, дифракционными явлениями и влиянием отражённых волн на резонансную систему передатчика.

Для рассмотренных алгоритмов оценивания частоты и амплитуды радиосигнала проведено численное моделирование, результаты которого хорошо согласуются с теоретическими результатами. По сравнению с известными алгоритмами методическая составляющая погрешности оценки снижается от нескольких раз до нескольких порядков.

Проведены экспериментальные исследования, подтверждающие правильность теоретических результатов. Экспериментальные исследования проведены на серийных радиоволновых преобразователях уровня БАРС 351 производства ООО «Предприятие «Контакт-1»».

На рисунке 7 приведена экспериментальная зависимость нормированной мгновенной

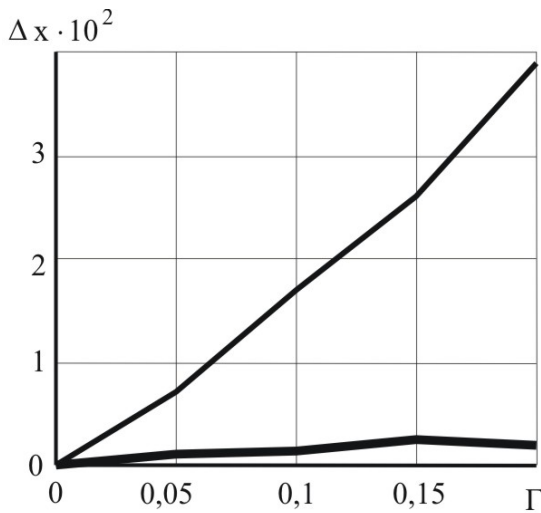


Рисунок 8

погрешности от относительного расстояния до неоднородности в антенно-волноводном тракте (АВТ), а на рисунке 8 – зависимость погрешности от модуля коэффициента отражения Γ , создаваемого неоднородностью в АВТ, при адаптации путём совмещения задаваемого нуля АВФ b_1 с частотой разностного сигнала x_a , порождаемого неоднородностью в АВТ (жирная линия) и без адаптации при $x_a = 0,4b_1$ (тонкая линия). При подборе положения задаваемого нуля СП АВФ погрешность снижается от 7,2 до 19,5 раза.

Предложена и исследована теоретически и экспериментально методика снижения по-

грешности оценки частоты сигнала, принятого на фоне неразрешаемых сигналоподобных помех, включающая получение априорных сведений о помеховой обстановке в рабочей зоне промышленных РЛС измерения уровня заполнения резервуаров и использование алгоритма коррекции оценённой частоты. **Алгоритм коррекции** основан на полученных аналитических выражениях для погрешности оценки частоты (1) и разнице результатов оценки частоты при различных параметрах ВФ и включает:

- определение частоты $x_{\text{оц}}(x_1, b_1, \dots, b_m)$ по максимуму спектра сигнала, взвешенного АВФ с первым набором заданных частот b_1, \dots, b_m ;
- определение частоты $x_{\text{оц}}(x_1, b_{m+1}, \dots, b_{2m})$ по максимуму спектра сигнала, взвешенного АВФ со вторым набором заданных частот b_{m+1}, \dots, b_{2m} . Наборы заданных частот b_1, \dots, b_m и b_{m+1}, \dots, b_{2m} выбираются по наибольшему расхождению результатов оценок частоты при ограничении максимальной ширины основного лепестка СП;
- определение разности оценок $\Delta x_{\text{оц}}(x_1, b_1, \dots, b_{2m})$;

- определение корректирующего множителя
$$K = \left| \frac{\Delta x_{\text{огт}}(x_1, b_{m+1}, \dots, b_{2m})}{\Delta x_{\text{огт}}(x_1, b_1, \dots, b_{2m})} \right|$$
 по опи-

бающим теоретических зависимостей погрешности (1) для используемых ВФ;

- определение корректирующей поправки по результатам пунктов 3 и 4

$$\Delta x_{\text{корр}}(x_1, b_1, \dots, b_{2m}, A) = K \cdot \Delta x_{\text{оц}}(x_1, b_1, \dots, b_{2m});$$

- вычисление частоты $\hat{x}_1 = x_{\text{оц}}(x_1, b_{m+1}, \dots, b_{2m}, A) - \Delta x_{\text{корр}}(x_1, b_1, \dots, b_{2m}, A)$.

Результаты применения разработанной методики к реальным сигналам промышленной РЛС измерения уровня сопоставлены с результатами оценок частоты сигнала, обработанного известными методами высокого разрешения, из которых лучшие результаты показал метод EV. Экспериментальные зависимости погрешности измерения от нормированной частоты при отношении сигнал-помеха $q_{\text{п}} = 5$

приведены для разработанного метода на рисунке 9 и для метода EV – на рисунке 10. Из рисунков следует, что разработанная методика при невысоком уровне неразрешаемой по частоте сигналоподобной помехи по величине погрешности не уступает методу EV, но значительно выигрывает по величине погрешности, когда сигналоподобная помеха и сигнал разрешаются по частоте. Кроме того, предложенная методика выигрывает по вычислительным затратам.

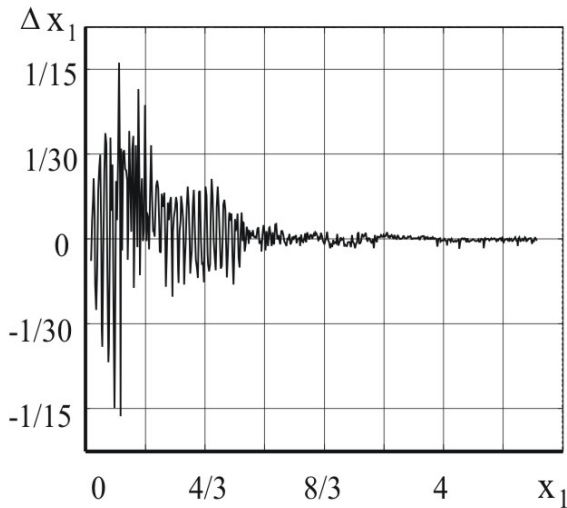


Рисунок 9

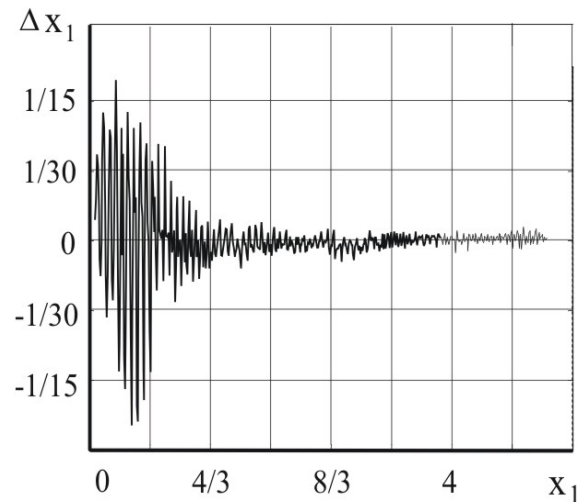


Рисунок 10

Получены аналитические выражения для погрешности оценки частоты сигнала на фоне сигналоподобной помехи, взвешенных АВФ, при использовании сигнальной функции (СФ). Предложен и исследован теоретически и экспериментально **алгоритм снижения погрешности оценки частоты сигнала, принятого на фоне неразрешаемых сигналоподобных помех малой интенсивности** при использовании СФ для оценки частоты сигнала с АВФ. Процедура оценки частоты включает один или два этапа определения частоты сигнала по максимуму спектра с использованием АВФ и один этап уточнения частоты при использовании СФ, который позволяет снизить результирующую погрешность до $2 \cdot 10^{-3}$ бина. Для оценки частоты по максимуму спектра применяется один этап, если $q_{\text{п}} > 2\omega_{\text{ср}} S'_{\text{max}}(x_1) / \Delta\omega S''(0) = A_s$, и два этапа, если $q_{\text{п}} < A_s$. Здесь $\omega_{\text{ср}}$ - центральная частота, $\Delta\omega/2$ - девиация частоты, $S'_{\text{max}}(x_1)$ - максимальное значение первой производной, применяемой ВФ. При уточнении оценки частоты по СФ достижимый минимум погрешности ограничен погрешностью определения фазы коэффициента отражения от зондируемого материала и фазо-частотной характеристики прибора.

В заключении сформулированы выводы по диссертационной работе, которые состоят в следующем.

1. Выполнен анализ погрешности оценивания частот компонент выборки полигармонического сигнала для спектрального метода оценки частоты по максимуму спектра. Получены аналитические выражения для методической погрешности оценок и условия точного оценивания частоты. Сформулирована задача оптимизации обработки сигнала по минимуму погрешности оценивания частоты и разработаны алгоритмы оптимизации параметров ВФ и ДИА сигнала для произвольной частоты. Алго-

ритмы оптимизации позволяют снизить методическую составляющую погрешности оценки частоты сигнала от полутора - двух раз для выборки гармонического сигнала, содержащей около одного периода колебаний, до 2 – 5 порядков для выборки, содержащей более 4 периодов.

Теоретические результаты подтверждены имитационным моделированием.

2. Предложена методика расчёта АВФ и получены эффективные АВФ, позволяющие исключить или минимизировать методические составляющие погрешности оценок частоты и амплитуды сигнала на фоне сигналopodobных помех при спектральном анализе.

3. Предложена методика оптимизации параметров АВФ по минимуму погрешности оценки частоты короткой выборки гармонического сигнала, обеспечивающая методическую погрешность оценки, меньшую в 1,1 – 2 раза, чем лучшая из известных для решения этой задачи ВФ ДЧ.

4. Выполнен анализ спектральных свойств АВФ и показаны наиболее рациональные области применения различных семейств АВФ и ВФ с оптимизированными параметрами, полученных на основе АВФ.

5. На основе АВФ получено два аналитических выражения для ВФ, с оптимальным УБЛС, эквивалентных известному решению Дольфа, и предложена методика оптимизации параметров ВФ по критерию минимума УБЛС при заданной скорости уменьшения УБЛС и заданной ширине основного лепестка. Создан каталог ВФ с такими свойствами.

6. Предложены алгоритмы спектральной обработки радиосигнала на фоне сигналopodobных помех и шумов с применением АВФ, позволяющие снизить погрешности оценок частоты и амплитуды по сравнению с известными ВФ от нескольких порядков вблизи границы разрешения по частоте сигнала и сигналopodobной помехи до нескольких раз при увеличении разности частот сигнала и сигналopodobной помехи.

7. Разработаны алгоритмы обработки сигналов на основе АВФ, позволяющие снизить погрешности измерения, характерные для промышленных РТС измерения параметров технологических процессов с ЧМ излучаемого сигнала, от двух раз при измерении частоты выборки сигнала на фоне сигналopodobных помех, содержащей около 2,5 периода колебаний, до двадцати раз при увеличении относительной длительности выборки, по сравнению с наиболее эффективными известными методами снижения погрешности. Теоретические результаты подтверждены имитационным моделированием и результатами экспериментальных исследований.

В приложениях приведены: копия акта о внедрении результатов работы, математические выражения для некоторых ВФ и спектральные свойства этих ВФ, каталог ВФ с оптимальными параметрами, копии дипломов международных выставок.

Список основных публикаций по теме диссертации

1. Давыдочкин В.М., Паршин В.С., Багдадюлян А.А. Уменьшение дискретной ошибки частотно-модулированного дальномера адаптивным диапазоном модуляции // Труды Российского НТО РЭС им. Попова. LVIII научная сессия, посвящённая Дню радио. Выпуск 58, т. 1. -Москва, 2003. -С. 59-60.

2. Патент 2234688 РФ, МКИ. G 01 F 23/28, G 01 N 27/26. Способ измерения электрофизических параметров зондируемого материала и расстояния до него (варианты), устройство для его осуществления и способ калибровки этого устройства /

Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, В.А. Пронин. Оpubл. 20.08.2004. Бюл. № 23. -15 с.:ил.

3. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Влияние отражённого сигнала на погрешность измерения расстояния частотным дальномером // Тезисы докладов III Международной НТК «Физика и технические приложения волновых процессов». –Волгоград, НИ ИПД "Авторское перо", 2004. –С. 196-197.

4. 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.

5. Давыдочкин В.М. Расчёт адаптивных весовых функций // 2-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ – 2005. –Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2005. Т. 2. -С. 215-218.

6. Давыдочкин В.М. Алгоритмы минимизации погрешности оценки частоты и амплитуды короткой выборки гармонического сигнала на фоне детерминированных помех // Информационные технологии в современном мире: материалы международной научной конференции. –Таганрог: ТРТУ, 2006. – Часть 3. -С. 26-29.

7. Давыдочкин В.М. Методы снижения погрешности оценки параметров полигармонических сигналов в ближней частотной радиолокации // Вестник РГРТА. -Рязань, 2006. -Вып. 18. -С. 63-70.

8. Давыдочкин В.М. Расчёт адаптивных весовых функций и их применение для минимизации погрешности измерений в ближней частотной радиолокации // Цифровая обработка сигналов и её применение: 8-я МНТК. Труды РНТО РЭС им. Попова. Вып. VIII – 2.- М., 2006. -С. 527-530.

9. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Вестник РГРТА. -Рязань, 2006. -Вып. 19. -С. 66-72.

10. Давыдочкин В.М. Влияние “виртуальных помех” на погрешность оценки разностной частоты частотного уровнемера // Вестник РГРТА. -Рязань, 2007. -Вып. 20. -С. 47-54.

11. Патент 2309428 РФ, МКИ. G01S 13/34. Способ измерения расстояния радиодальномером с непрерывным излучением частотно-модулированных радиоволн (варианты) / Давыдочкин В.М. Оpubл. 27.10.2007. Бюл. 30. -15 с.:ил.

12. Давыдочкин В.М. Методическая погрешность оценки частоты при спектральной обработке выборки гармонического сигнала на фоне помех // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: материалы 15-й МНТК. – Рязань: РГРТУ, 2008. Часть 1. –С. 85-87.

13. Давыдочкин В.М. Минимизация методической погрешности оценки частоты короткой выборки сигнала оптимизацией интервала анализа // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: материалы 15-й МНТК. – Рязань: РГРТУ, 2008. Часть 1. –С. 92-93.

14. Давыдочкин В.М. Снижение погрешности оценки частоты при спектральной обработке выборки гармонического сигнала принятого на фоне неразрешаемых помех // Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций: материалы 15-й МНТК. – Рязань: РГРТУ, 2008. Часть 1. –С. 79-81.

Давыдочкин Вячеслав Михайлович

ВЕСОВЫЕ ФУНКЦИИ И АЛГОРИТМЫ
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И АМПЛИТУДЫ
ВЫБОРКИ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА
НА ФОНЕ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Подписано в печать 28 марта 2008 г.
Формат бумаги 60×84/16, 80 г/м².

Объём 1 печ. л.
Зак. 051. Тираж 100 экз.

Отпечатано в ООО «ФотЭкс»
г. Рязань, ул. Каширина, д. 6ж

