

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

1/2012

Публичная
ОСР
библиотека

НАУЧНО - ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ



Специальный выпуск

-ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

-МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ

- СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

- ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

- ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ

РАДИОВИДЕНИЕ

ISSN 1684-2634



9 771684 263005 >

ЦИФРОВАЯ
ОБРАБОТКА
СИГНАЛОВ
DSP
Российский научно-технический журнал

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 1/2012

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
В.В. ВИТЯЗЕВ, В.П. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Б.А. Алпатов, Б.А. Бабаян, Ю.И. Борисов,
Ю.А. Брюханов, В.В. Еремеев, Г.В. Зайцев,
Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников, М.И. Кривошеев,
Н.А. Кузнецов, В.Г. Мистюков, С.Л. Мишенков,
А.А. Петровский, Ю.Н. Прохоров,
Ю.Г. Сосулин, В.В. Шахильдян, Ю.С. Шинаков

Адрес редакции:

107031 Москва, Рождественка, 6/9/20, стр. 1
Тел.: (495) 621-06-10, (495) 621-16-39
Факс: (495) 621-16-39
E-mail: rntores@mail.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.dspsa.ru

Издатель:

Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
Компьютерная верстка: И.А. Благодарова
Дизайн: М.В. Аверин

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 27.03.12 г.
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Agiat». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 700 экз.

Заказ № 1492. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000

УЧРЕДИТЕЛИ:

ЗАО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»

В НОМЕРЕ:

Кириллов С.Н., Бузыкянов С.Н.

Методы многокритериального синтеза алгоритмов
цифровой обработки сигналов.....3

Атаянц Б.А., Езерский В.В., Паршин В.С.

Алгоритмы цифровой обработки сигналов уровнемера
на основе частотного дальномера
промышленного применения.....8

Золотарёв В.В., Овечкин Г.В.

Повышение надежности передачи и хранения данных
с использованием многопороговых методов
декодирования помехоустойчивых кодов.....16

Бабаян П.В.

Выделение объектов на неоднородном фоне
при движущемся датчике изображений.....22

Бехтин Ю.С.

Комплексирование зашумленных мультиспектральных
изображений с использованием пространственно-
ориентированных деревьев вейвлет-преобразования.....27

Клочко В.К.

Математические методы формирования трехмерных
изображений объектов в бортовых системах видения.....32

Еремеев В.В.

Современные направления работ по анализу и повышению
качества космических изображений поверхности Земли.....38

Попов Д.И.

Ускорение переходных процессов
нерекурсивных режекторных фильтров.....45

Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В.

Пропускная способность ММО телекоммуникационной
системы в условиях изменяющейся пространственной
структуры радиотракта с искусственной
многолучечностью.....50

Андреев Н.А., Витязев В.В., Колодько Г.Н.

Многоскоростная адаптивная обработка
траекторного сигнала в задачах радиовидения.....56

**Андросов В.В., Витязев В.В.,
Витязев С.В., Шершнева Е.Д.**

Алгоритмы автофокусировки радиоизображений
в условиях динамических траекторных неустойчивостей.....64

Кириллов С.Н., Токарь А.Д.

Оптимизация цифрового алгоритма управления
перемещением объекта при наведении
на маневрирующий летательный аппарат.....71

Кагаленко М.Б.

Точность оценки частоты гармонического сигнала
методом нелинейных наименьших квадратов.....76

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Уважаемые коллеги!



В юбилейном выпуске журнала представлены статьи ведущих ученых Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ) в области цифровой обработки сигналов и изображений. Эти статьи отражают широкий спектр разработок и исследований, проводимых в вузе в интересах таких предприятий, как ОАО «Государственный рязанский

приборный завод», концерн ПВО «Алмаз-Антей», ФГУП «ГНПРКЦ – Прогресс», ОАО «Концерн «Автоматика», корпорации «Фазотрон–НИИР», ФГУП «КБ машиностроения» и др.

За годы совместной работы с ведущими научными организациями и промышленными предприятиями России в области инфокоммуникационных технологий, радиотехнических систем и сетей связи в стенах РГРТУ созданы научные школы и лаборатории по следующим научным направлениям, непосредственно связанным с цифровой обработкой сигналов и изображений:

- Технологии обработки и анализа изображений для бортовых систем технического зрения (научный руководитель – д.т.н., профессор Алпатов Б.А., член редколлегии журнала «Цифровая обработка сигналов»).
- Теоретические основы и информационные технологии обработки и анализа данных в системах дистанционного зондирования Земли (научный руководитель – д.т.н., профессор Еремеев В.В., член редколлегии журнала «Цифровая обработка сигналов»).
- Теория многокритериального синтеза адаптивных к помеховой обстановке сигналов и устройств обработки в информационно-телекоммуникационных системах (научный руководитель – д.т.н., профессор Кириллов С.Н.).
- Цифровая обработка сигналов и ее применение в системах телекоммуникаций и радиотехнике (научный руководитель – д.т.н., профессор Витязев В.В., зам. главного редактора журнала «Цифровая обработка сигналов»).
- Технологии обработки радиолокационной и навигационной информации (научный руководитель – д.т.н., профессор Кошелев В.И.).
- Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех в радиолокационных и телекоммуникационных системах (научный руководитель – д.т.н., профессор Паршин Ю.Н.).

Научный коллектив кафедры автоматики и информационных технологий в управлении (АИТУ) совместно с сотрудниками кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники и работниками научно-конструкторского центра видеокomпьютерных технологий ОАО «Государственный рязанский приборный завод», под научным руководством

профессора Алпатова Б.А., зав. кафедрой АИТУ, признавался в 2010 и 2011 гг. - Ведущей научной школой РФ в области военных и специальных технологий. Этот высокий статус подтвержден и в 2012 г. (Грант Президента РФ для Ведущих научных школ – НШ-242.2012.10).

В 2011г. наш университет выиграл конкурс по отбору программ развития инновационной инфраструктуры, включая поддержку малого инновационного предпринимательства, федеральных образовательных учреждений высшего профессионального образования в объеме около 50 млн. руб. Но настоящим подарком вузу к Новому 2012 году стал выигранный конкурс поддержки программ стратегического развития государственных образовательных учреждений высшего профессионального образования в объеме 300 млн. руб.

Кроме того в вузе сохранена военная кафедра и организован военно-учебный центр для подготовки офицеров запаса и к прохождению военной службы по контракту.

В университете работают аспирантура по 24-м специальностям и докторантура по 14 специальностям. Организованы четыре специализированных совета по защите докторских диссертаций по 12-ти специальностям. За годы существования РГРТУ сотрудниками вуза, выпускниками аспирантуры и докторантуры защищено свыше 500 кандидатских и 80-ти докторских диссертаций.

В университете, начиная с 1968 г., сделано 1727 изобретений, издано свыше 360 монографий. Объем научных исследований, выполняемых в настоящее время на бюджетной и хозяйственной основе, в том числе по общефедеральным грантам и научно-техническим программам для Минобороны, Российского космического агентства, академических институтов, предприятий региона составляет более 200 млн. руб. в год. РГРТУ входит в число немногих вузов, имеющих лицензию на разработку вооружений и военной техники.

В конце 2012г. будет сдан в эксплуатацию бизнес-инкубатор РГРТУ общей площадью около 4,5 тысяч м². Бизнес-инкубатор будет тем «трамплином», который позволит многим молодым научным коллективам РГРТУ перейти от слов к делу. Осуществляется отбор научных результатов для реализации в бизнес - инкубаторе, разрабатывается структура взаимодействия и определяются формы содействия университета, организуются малые инновационные предприятия (МИП). Эти молодежные научные коллективы и МИПы составят ядро бизнес-инкубатора. Кроме того, создается материально-техническая база бизнес-инкубатора, в 2011г. для этих целей было закуплено приборов и оборудования на сумму 37 389 тыс. руб. Проведенные мероприятия позволят нашим молодым ученым и студентам после пуска бизнес-инкубатора активно включиться в научный и производственный процесс.

РГРТУ динамично развивается, что позволит нам и далее развивать новые цифровые технологии в различных приоритетных направлениях деятельности России.

Ректор ФГБОУ ВПО «РГРТУ»,
д.т.н., профессор

В.С. Гуров

УДК 621.39

МЕТОДЫ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Кириллов С.Н., д.т.н., проректор по научной работе Рязанского государственного радиотехнического университета, заведующий кафедрой радиоуправления и связи, e-mail: nich@rsreu.ru
Бузыканов С.Н., к.т.н., доцент Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: BuzykanovS@mail.ru

Ключевые слова: многокритериальный синтез, цифровая обработка сигналов, синтез радиотехнических устройств, робастные системы обработки, адаптивная обработка сигналов.

Обоснование многокритериального подхода к синтезу алгоритмов и методов цифровой обработки сигналов

Оптимальный синтез алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) является актуальной задачей с момента появления цифровых систем. Постоянное повышение требований к качеству ЦОС приводит к необходимости разработки все новых и новых алгоритмов, обеспечивающих не только решение основной задачи обработки, но и соблюдение различных дополнительных ограничений, существующих в реальных системах. При этом, как показано в [1], использование при синтезе алгоритмов ЦОС только одного критерия часто приводит к резкому ухудшению других свойств или вообще к неприемлемым результатам.

Для разработки современных высокоэффективных алгоритмов ЦОС предложено использовать математический аппарат многокритериального синтеза, что позволяет получать более устойчивые и адекватные алгоритмы ЦОС. К основным преимуществам, которые предоставляет аппарат многокритериального синтеза, можно отнести:

- снижение апертурности выходного сигнала и значения абсолютной величины ошибки, т.е. модуля максимального отклонения от истинного значения сигнала, что особенно важно для цифровых систем обработки;
- повышение устойчивости результатов ЦОС на выходе к неточности задания исходных данных;
- увеличение быстродействия алгоритмов ЦОС;
- обеспечение физической реализуемости полученных решений с учетом ряда ограничений.

Многокритериальный синтез цифровых фильтров обработки сигналов

Цифровые устройства, к которым прежде всего относятся цифровые фильтры (ЦФ), находят широкое применение в различных радиотехнических системах (РТС) [2...27], где осуществляется обработка сигналов, сжатие данных, анализ спектров, адаптивная коррекция каналов связи, моделирование динамических систем и т.п. Основные преимущества использования ЦФ, по сравне-

Рассмотрены методы многокритериального синтеза алгоритмов цифровой обработки сигналов. Показана эффективность использования данного математического аппарата на примере синтеза цифровых фильтров и базисных систем, что позволяет существенно повысить точность и быстродействие цифровой обработки.

нию с аналоговыми, обусловлены большими возможностями практической реализации заданных технических характеристик и созданием на их базе различных адаптивных систем.

Наиболее часто при синтезе ЦФ используется критерий минимума среднеквадратической ошибки (СКО). Критерий минимума СКО позволяет получить структуру алгоритмов ЦОС, а также аналитическое решение в реальном масштабе времени, однако показывает удовлетворительные результаты только в случае стационарных входных сигналов. Воздействие сигнала с изменяющимися характеристиками на вход устройств ЦОС, оптимальных по критерию минимума СКО, приводит к резкому возрастанию ошибки, недопустимому для систем с ограниченной апертурой.

Для синтеза устойчивых ЦФ и алгоритмов ЦОС [3, 5, 6, 9, 12 и др.] предлагается использовать комбинированный критерий минимума СКО

$$\varepsilon = \min \sum^n [(1 - \alpha)e^2(n) + \alpha\Delta e^2(n)], \quad (1)$$

где $0 \leq \alpha < 1$, $e(n)$, $\Delta e(n)$ – ошибка фильтрации и ее производная соответственно. Второе слагаемое в критерии (1) ограничивает дисперсию скорости изменения ошибки и, следовательно, косвенно влияет на величину модуля максимальной ошибки на выходе фильтра, а также повышает точность и устойчивость работы адаптивных предсказателей. При $\alpha = 0$ выражение (1) переходит в известный критерий минимума СКО. Достоинством критерия (1), как и известного критерия СКО, является возможность использования алгоритмов линейной алгебры, позволяющих получать решения в реальном масштабе времени.

При синтезе неадаптивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) [2] применение предложенного критерия обеспечивает на 2...28% меньший порядок ЦФ при равной ширине переходной полосы или на 3...30% меньшую ширину переходной полосы при равных порядках КИХ-фильтров. Доказана [4] целесообразность использования предложенного критерия к синтезу весовых фильтров сжатия, устойчивых к влиянию искажений.

Синтезированные фильтры по своим характеристикам превосходят известные весовые фильтры и могут быть эффективно использованы в соответствующих радиотехнических системах.

Эффективным методом преодоления априорной неопределенности при решении задач приема и обработки информации является применение адаптивных систем. Здесь под адаптацией понимается процесс оптимальной перестройки структуры и параметров устройства обработки сигнала в соответствии с заданным критерием качества. В [5...7, 13] показано, что адаптивные системы можно рассматривать как нелинейные системы с изменяющимися во времени параметрами. Простейшим и широко применяемым адаптивным устройством обработки сигнала является линейный сумматор, реализуемый в виде нерекурсивного фильтра (НФ). При этом наиболее распространенным методом коррекции коэффициентов адаптивных НФ является метод наименьших квадратов (МНК). Достоинствами данного метода является простота, эффективность и возможность определения коэффициентов НФ практически в реальном масштабе времени. В силу ограниченности апертуры большинства РТС большее значение приобретает критерий, минимизирующий динамический диапазон сигнала ошибки на выходе ЦФ. Практическая реализация этого критерия приводит к необходимости использования методов оптимизации, требующих значительного объема вычислений, что делает невозможным функционирование ЦФ в реальном масштабе времени. В связи с этим возникает интерес к поиску некоторых комбинированных критериев оптимизации коэффициентов ЦФ, сочетающих достоинства алгоритма МНК с одной стороны и возможность уменьшения динамического диапазона сигнала ошибки на выходе фильтра с другой.

В ходе многокритериального синтеза алгоритмов ЦОС рассмотрены некоторые возможности применения данного подхода при вычислении коэффициентов ЦФ [12...17]. Результаты исследований позволяют сделать вывод о том, что комбинированный критерий (1) может быть использован при оптимизации в реальном масштабе времени коэффициентов адаптивных ЦФ КИХ-типа в тех случаях, когда требуется уменьшить динамический диапазон сигнала ошибки на выходе фильтра. В зависимости от задач, решаемых РТС, и требований к быстродействию вычисления коэффициентов могут использоваться те или иные критерии качества. Такими критериями качества в случае вычисления коэффициентов ЦФ по методу «окна» могут быть ширина переходной полосы и уровень пульсаций, тогда как требование высокого быстродействия вычисления коэффициентов адаптивных ЦФ заставляет применять алгоритмы МНК. Предложены различные варианты построения структуры устойчивой системы идентификации коэффициентов БИХ-фильтра [6, 13, 15...17]. Одна из них – система идентификации коэффициентов по раздельной ошибке ε'_k и ε''_k для рекурсивной и нерекурсивной частей адаптивного фильтра (АФ), представлена на рис. 1, где x_k – реализация входного сигнала, y_k – эталонный сигнал, формируемый моделирующим фильтром, АФ1 – адаптивный КИХ-фильтр для нерекур-

сивной части МФ; АФ2 – адаптивный КИХ-фильтр для рекурсивной части МФ, МФ – моделирующий фильтр, АФ3 – обратный адаптивный КИХ-фильтр для нерекурсивной части МФ; АФ4 – обратный адаптивный КИХ-фильтр для рекурсивной части МФ, АА1 – алгоритм адаптации для КИХ-фильтра АФ1; АА2 – алгоритм адаптации для обратного КИХ-фильтра АФ2; А1 – алгоритм вычисления обратного КИХ-фильтра АФ3 для нерекурсивной части МФ, А2 – алгоритм вычисления обратного КИХ-фильтра АФ4 для рекурсивной части МФ.

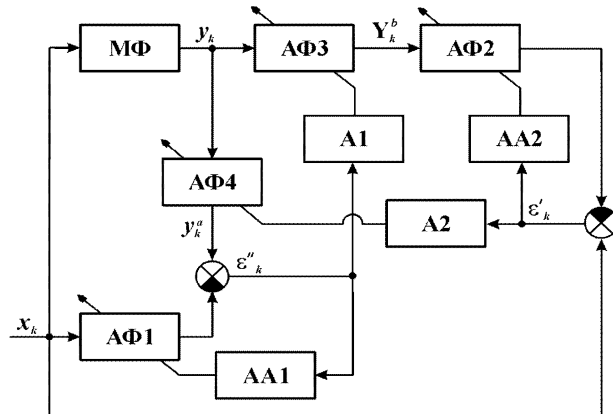


Рис. 1. Предложенная структура устойчивой системы идентификации коэффициентов БИХ-фильтра по раздельной ошибке для рекурсивной и нерекурсивной частей АФ

Экспериментальные исследования, проводимые методом численного моделирования предложенных систем идентификации при различных начальных условиях, показали [13, 15], что введение обратных адаптивных фильтров АФ3, АФ4 в предложенный алгоритм позволило обеспечить в 18 раз более высокую точность аппроксимации АЧХ и ФЧХ фильтра по сравнению с существующими алгоритмами на основе адаптации по общей ошибке. Основными результатами, полученными при многокритериальном синтезе устройств ЦОС, являются:

- предложен априорно-устойчивый квазиоптимальный алгоритм адаптации коэффициентов БИХ-фильтров на основе независимого прямого и обратного моделирования нерекурсивной и рекурсивной частей передаточной функции цифрового фильтра [13], позволяющий в 2 раза повысить показатели качества работы системы;
- обоснован и исследован модифицированный критерий оптимизации коэффициентов адаптивного фильтра [10, 12, 13, 15], использующий информацию о скорости изменения погрешности адаптации, позволяющий на 40...50% снизить порядок фильтра при тех же показателях качества работы (применение данного критерия к фильтрам речевого сигнала (РС) позволило повысить максимальное отношение сигнал-шум на 4...6 дБ);
- разработан алгоритм синтеза коэффициентов весовых фильтров сжатия ФМн сигналов [12, 14], устойчивых к влиянию искажений, что приводит к снижению на 2 дБ уровня боковых лепестков сигнала по сравнению с существующими методами синтеза;
- обоснован алгоритм адаптации коэффициентов ЦФ на основе комбинированного метода наименьших квадратов [11, 18], при этом доказана возможность уменьшения в 1,5...3,5 раз параметра сходимости и в 1,1 раза

дисперсии оценки градиента, кроме того обеспечивает большую устойчивость к аддитивным помехам;

– предложена реализация ЦФ на основе искусственных нейронных сетей [38], что позволяет уменьшить ошибки оценивания в условиях априорной неопределенности относительно характеристик обрабатываемого сигнала.

Многокритериальный синтез базисных систем

Широкое распространение в современных цифровых РТС получили методы обобщенной спектральной обработки, когда исходный сигнал анализируется в некотором заданном базисе, позволяющем выявить его характерные свойства. В частности, наиболее известными являются базисы Карунена-Лозва, Фурье, Уолша, Кристенсона и др. Однако, в связи с необходимостью обработки нестационарных сигналов важным условием обработки является локализованность базисных функций. Этому критерию отвечают вейвлет-функции (ВФ), теория которых появилась в конце девяностых годов прошлого века.

Существует множество вариантов построения ВФ, однако большинство из этих вариантов в процессе синтеза учитывают только один основной критерий, что приводит к существенному ухудшению других показателей. В связи с этим были проведены исследования алгоритмов многокритериального синтеза базисных ВФ [28...41]. Было показано, что разработанные функции позволяют существенно повысить качество работы алгоритмов анализа сигналов, в частности, повысить качество сжатого РС.

В результате проведенных исследований предложены методы [22] построения системы банков фильтров с бесконечной длительностью импульсной характеристики, имеющей аналитическую форму записи. По сравнению с известной системой банков фильтров К. Шеннона предложенная система в среднем выигрывает по уровню боковых лепестков амплитудно-частотной характеристики на 17 дБ, по уровню подавления сигнала в зоне заграждения на 10 дБ и по дисперсии ошибки восстановления на 15 дБ. При этом конкретный выигрыш зависит от количества фильтров в системе и относительной ширины переходной полосы. Произведен синтез [20, 37, 38, 41] максимально-компактных вейвлет-базисов на основе интерполирующей функции-прототипа по критерию минимума произведения эффективной длительности на эффективную полосу частот базисной скейлинг-функции, обеспечивающей снижение среднеквадратической ошибки восстановления при отбрасывании G-ветви разложения по сравнению с базисными функциями Добеши соответствующего порядка. Предложен алгоритм сжатия РС на основе вейвлет-пакетного разложения с адаптацией базиса на каждом уровне, позволяющий снизить скорость передачи РС до 4 кбит/с в системах IP-телефонии. Реализация предложенных алгоритмов произведена на основе искусственных нейронных сетей, что обеспечивает гибкость и унификацию создаваемых систем. Получено выражение [32] для дисперсии ошибки восстановления

случайного стационарного сигнала при отбрасывании ВЧ или НЧ его компонентов в случае биортогональных вейвлет-функций. Разработаны процедуры [37] оптимизации локальных базисов с перекрывающейся областью определения, обеспечивающие минимум среднеквадратической ошибки восстановления сигнала. Показано, что выигрыш по дисперсии ошибки восстановления РС в случае полученных базисов по сравнению с известными локальными тригонометрическими базисами составляет в зависимости от коэффициента сжатия и формы корреляционной функции обрабатываемой реализации фонемы от 40 до 500%.

На рис. 2 приведены экспериментальные зависимости дисперсии D_s ошибки восстановления РС, нормированной к единице, от глубины разложения d для трех значений коэффициента сжатия ($K_c = 4$ – кривая 1; $K_c = 2,7$ – кривая 2; $K_c = 2$ – кривая 3).

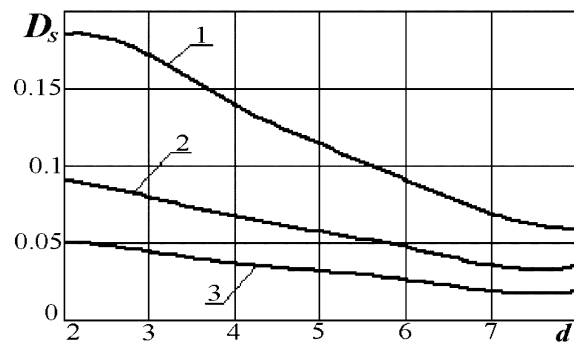


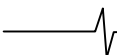
Рис. 2. Зависимости дисперсии ошибки восстановления РС от глубины разложения для различных значений коэффициента сжатия

Из анализа рис. 2 следует, что с ростом глубины разложения дисперсия ошибки восстановления сначала достаточно быстро уменьшается, а затем изменяется незначительно и даже начинает немного возрастать. Проведенные исследования показали, что предложенные ВФ обеспечивают качество речи $K = 4.5$ (ВФ класса Мейера), $K = 4.3$ (ВФ на основе рекурсивных фильтров) и $K = 4.1$ (ВФ на основе схемы лифтинга), в то время как ВФ Добеши 3-го порядка – $K = 3.9$, т.е. увеличение качества речи составляет 0.6, 0.4 и 0.2 балла, соответственно.

Дальнейшим развитием теории многокритериального синтеза базисных функций является переход к обработке сигналов в весовом пространстве Соболева (ВПС), накладывающем дополнительные ограничения на энергию производной сигнала [33, 34, 39, 40] и определяемом нормой функции вида:

$$\|f(t)\|_w = (1 - \alpha) \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} [f'(t)]^2 dt, \quad (2)$$

где α – весовой коэффициент пространства. Это позволяет обеспечить реализуемость базисных систем, а также повышает устойчивость получаемых решений. Разработаны методы расчета ВФ, ортогональных в ВПС, и исследованы их свойства [42]. Показано, что, например, применение данных функций в задачах сжатия изображений [42] приводит к повышению качества восстановленных изображений и увеличению степени concentra-



ции энергии в низкочастотной части спектра. Проведенные исследования показали [42], что применение для сжатия сигналов ВФ, ортогональных в ВПС, действительно позволяет существенно повысить качество восстановленных изображений. При повышении процента обнуляемых коэффициентов увеличивающиеся при обработке в пространстве L_2 артефакты приводят к существенному визуальному ухудшению изображения вплоть до невозможности его распознавания. В то же время обработка в весовом пространстве Соболева позволяет сохранить часть мелких деталей изображения и меньше искажает контуры, что повышает его визуальное качество и распознаваемость. Также были проведены исследования по многокритериальному синтезу других обобщенных базисов на основе различных ортогональных разложений как в пространстве L_2 , так и в весовом пространстве Соболева и показано преимущество данного подхода по сравнению с классическими методами [30...32, 36, 37, 41].

Заключение

Таким образом, в ходе многолетних научных исследований в области разработки методов многокритериального синтеза алгоритмов ЦОС с учетом мешающих факторов и ограничений удалось добиться существенного повышения показателей качества работы РТС. При этом разработаны новые цифровые алгоритмы, устойчивые к искажению сигналов, а также получены базисные системы, обеспечивающие повышение качество обработки и представления сигналов.

Литература

1. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н., Дмитриев В.Т., Лоцманов А.А., Степанов М.В. «Практические аспекты применения алгоритмов цифровой фильтрации и обработки сигналов в радиотехнических системах. Часть 1. Перспективные методы цифровой фильтрации в радиотехнических системах». Под ред. Кириллова С.Н. Рязань. РГРТУ. 2009 ISBN 978-5-7722-0317-0, 272 с.
2. Кириллов С.Н., Соколов М.Ю. Оптимальные весовые функции при синтезе цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой // Радиотехника. 1999 №1. с. 80-81.
3. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Комбинированный критерий оптимизации коэффициентов адаптивных фильтров с конечной импульсной характеристикой // Радиотехника. 1999. №2. с. 39-41.
4. Кириллов С.Н., Макаров Д.А., Бакке А.В. Многокритериальный синтез устойчивых к искажениям весовых фильтров сжатия фазоманипулированных сигналов // Радиотехника. 1999. №7. с. 15-19.
5. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Оптимизация устройств цифровой обработки сигналов по комбинированному критерию минимума среднего квадрата ошибки // Цифровая обработка сигналов. 2000. №1. с. 27-32.
6. Кириллов С.Н., Степанов М.В. Оптимизация параметров АРСС – моделей по комбинированному критерию минимума среднего квадрата ошибки // Изв. Вузов Радиоэлектроника. 2000. №3. с. 21-26.
7. Кириллов С.Н., Степанов М.В., Виноградов О.А. Синтез адаптивных цифровых фильтров по комбинированному методу наименьших квадратов // Цифровая обработка сигналов. 2001, №1, с. 12-14.
8. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Реализация алгоритмов вейвлет-анализа на основе рекурсивных фильтров // Радиотехника. 2002. №3 с. 33-37.
9. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Оптимальное по критерию среднеквадратической ошибки вейвлетные представления случайных процессов // Цифровая обработка сигналов. 2002. №2. с. 32-35.
10. Кириллов С.Н., Шубин С.М. Робастные алгоритмы оптимизации коэффициентов нерекурсивных фильтров по комбинированному критерию минимума среднего квадрата ошибки // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2003, т.46, №1, с. 69-73.
11. Кириллов С.Н., Виноградов О.А. Двухэтапная процедура оптимизации коэффициентов рекурсивных фильтров // Цифровая обработка сигналов. 2003. №28. с. 2-4.
12. Кириллов С.Н. Поспелов А.В. Многокритериальный синтез коэффициентов весового фильтра сжатия сигналов с линейной частотной манипуляцией // Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2003, №7, с. 77-80.
13. Кириллов С.Н. Лоцманов А.А. Устойчивый квазиоптимальный алгоритм адаптации цифровых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой // Радиотехника. 2003. №12 с. 31-35.
14. Кириллов С.Н. Поспелов А.В. Полифазная реализация цифровой когерентной обработки сигналов с минимальной частотной манипуляцией // Цифровая обработка сигналов. 2004. №1. с. 6-10.
15. Кириллов С.Н. Лоцманов А.А. Алгоритм адаптации нелинейных нерекурсивных фильтров на основе метода наименьших квадратов // Радиотехника. 2004 №4 с. 25-27.
16. Кириллов С.Н. Лоцманов А.А. Адаптивный дифференциальный импульсно-кодированный модулятор с нелинейным фильтром предсказателем // Электросвязь. 2004. №5 с. 36-38.
17. Кириллов С.Н. Лоцманов А.А. Линеаризации проходной амплитудной характеристики широкополосного усилителя мощности CDMA с использованием адаптивного нелинейного инерционного фильтра // Электросвязь. 2004. №12. с. 29-30.
18. Кириллов С.Н., Круглов А.В., Бахурин С.А. Алгоритм управления космическим аппаратом на основе комбинированного критерия минимума среднего квадрата ошибки в условиях действия нестационарных полей // Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая. Вып 1. 2005 с. 69-78.
19. Кириллов С.Н., Круглов А.В., Бахурин С.А., Слесарев А.С. Быстрые алгоритмы обработки фазоманипулированных сигналов в системах передачи информации радиолиний управления и телеметрии космических аппаратов // Электромагнитные волны и электронные системы. Т.10, №10, 2005, с. 27-30.
20. Кириллов С.Н., Круглов А.В., Хахулин С.С. Алгоритм обработки шумоподобных сигналов спутниковых систем связи на основе искусственных нейронных сетей // Электромагнитные волны и электронные системы. т.10. № 10. 2005. с. 33-38.

21. Кириллов С.Н., Круглов А.В., Дронов А.Н. Устройства обработки фазоманипулированных сигналов на основе полифазного представления в спутниковых системах передачи информации // Электромагнитные волны и электронные системы. т.10. №11. 2005. с. 41-44.
22. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Проектирование фильтров на основе теории кратномасштабного анализа // Цифровая обработка сигналов. 2005. №4. с. 9-15.
23. Кириллов С.Н., Круглов А.В., Бахурин С.А., Хахулин С.С. Алгоритмы цифровой обработки сигналов на основе вейвлетных разложений в радиотехнических устройствах// Цифровая обработка сигналов. №1. 2007, с. 25-33.
24. Кириллов С.Н., Ватутин В.М., Бахурин С.А., Леонов М.С., Круглов А.В., Слесарев А.С., Смирнов С.В. Модели и быстрые алгоритмы корреляционной обработки сигналов радиотехнических систем // Информационно-измерительные и управляющие системы. №7. т.5. 2007. с. 41-43.
25. Кириллов С.Н., Хахулин С.С., Ватутин В.М. Полтавец Ю.Н., Гусаров Н.В. Алгоритм обработки информационно-управляющих сигналов на основе вейвлет-пакетного разложения в нейросетевом логическом базисе // Информационно-измерительные и управляющие системы. №7. т.5. 2007. с. 70-72.
26. Кириллов С.Н., Бахурин С.А., Цыплаков А.А., Ватутин В.М., Полтавец Ю.И., Смирнов С.В. Помехоустойчивый алгоритм обработки фазоманипулированных сигналов на основе вейвлет-пакетного разложения в системах передачи информационно-управляющих потоков // Информационно-измерительные и управляющие системы. №7. т.5. 2007. с. 73-78.
27. Кириллов С.Н., Хахулин С.С., Ватутин В.М. Полтавец Ю.Н., Хрущев А.В., Крылов И.А. Устройство весовой обработки сигналов спутниковых систем передачи информации на основе искусственных нейронных сетей// Информационно-измерительные и управляющие системы №7. т.5 2007. с. 106-107.
28. Кириллов С.Н., Шелудяков А.С. Дикторонезависимое распознавание фонем на основе оптимальных ортогональных разложений // Изв. РАН Теория и системы управления. 1997. №5. с. 53-55.
29. Кириллов С.Н., Шелудяков А.С. Реализация кодеков речи на основе быстрых ортогональных преобразований// Электросвязь. 1999. №1. с. 15-17.
30. Кириллов С.Н., Шустиков О.Е. Оптимальная весовая обработка периодограммы обобщенной спектральной плотности случайного процесса // Изв. РАН Автоматрия. 2000. №3. с. 54-63.
31. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Применение алгоритмов вейвлет анализа для сжатия речевых сигналов в IP-телефонии // Электросвязь. 2001. №4. с. 40.
32. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Алгоритмы биортогонального вейвлет-анализа на основе рекурсивных фильтров // Цифровая обработка сигналов . 2001. №3. с. 9-12.
33. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Оценка спектральной плотности мощности сигналов в модифицированном пространстве Соболева // Изв. Вузов Радиотехника, т.45. 2002. №12. с. 46-51.
34. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Алгоритм дискретного спектрального анализа сигналов в модифицированном пространстве Соболева // СОРАН. Автоматрия. 2003. т.39. №1. с. 88-94.
35. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость и реализуемость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина – Яковлева // Радиотехника. 2003. №1. с. 73-75.
36. Кириллов С.Н., Шустиков О.Е. Минимизация среднеквадратической ошибки оценивания спектра мощности случайного процесса // РАН. Автоматрия. 2003. т.39. №6. с. 98-103.
37. Кириллов С.Н., Зорин С.В. Оптимальные по критерию минимума среднеквадратической ошибки локальные базисы с перекрывающейся областью определения // Радиотехника. 2004. №6. с. 17-22.
38. Кириллов С.Н. Хахулин С.С. Робастный алгоритм корреляционно-спектрального анализа случайных процессов на основе нейронных сетей // Нейрокомпьютеры. Разработка. Применение. 2004. № 12 с. 16-20.
39. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Алгоритм восстановления аналогового сигнала в модифицированном пространстве Соболева // РАН Сиб. Отд. Автоматрия т.41. №2. 2005. с. 75-80.
40. Кириллов С.Н., Бузыкканов С.Н. Вычисление спектра сигналов в модифицированном пространстве Соболева на основе быстрого преобразования Фурье // РАН СО Автоматрия. 2006. т.42. №6. с. 16-25.
41. Кириллов С.Н., Ватутин В.М., Бахурин С.А., Смирнов С.В., Никифоров П.С. Алгоритм формирования вейвлет-базисов по критерию минимума среднеквадратической ошибки восстановления сигналов в информационно-управляющих и измерительных системах. // Информационно-измерительные и управляющие системы №7. т.5 2007. с. 54-60.
42. Бузыкканов С.Н. Вейвлет-обработка изображений в весовом пространстве Соболева // Вестник РГПУ. вып. № 4(34) 2010. С. 12-19.

MULTI-CRITERIA SYNTHESIS METHODS OF DIGITAL SIGNALS PROCESSING ALGORITHMS

Kirillov S.N., Buzykanov S.N.

The options of multi-criteria synthesis application for digital signals processing algorithms are considered in the article. Theoretical basics of the multi-criteria synthesis are proved. Specific design features are considered for: multi-criteria synthesis of digital signal processing devices; multi-criteria synthesis of basic systems.

Considering each of the given applications the advantages of multi-criteria approach is shown comparing to methods taking into account for the synthesis only one basic criterion. In particular, it is proved that multi-criteria synthesis application has allowed to achieve a higher tolerance of synthesized result parameters to the inaccuracy of a priori data setting and to the influence of stirring factors as well as to receive results realized in practice. Examples of specific results of multi-criteria synthesis of signals processing systems are given.

АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ УРОВНЕМЕРА НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНОГО ДАЛЬНОМЕРА ПРОМЫШЛЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Атаянц Б.А., к.т.н., генеральный директор ООО предприятие «Контакт-1»

Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета, кафедра радиоуправления и связи, e-mail: ezerski@yandex.ru.

Паршин В.С., к.т.н., доцент кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета.

Ключевые слова: частотный дальномер, уровнемер, погрешности, модуляционная характеристика, мешающие отражения.

Введение

Интенсивное развитие различных отраслей промышленности и возникновение и внедрение систем автоматического управления производственными процессами привели в конце 60-х годов прошлого века к широкому применению радиолокационных устройств для измерения уровня заполнения различных резервуаров [1-4]. В большинстве случаев эти задачи успешно решает частотный дальномер (ЧД).

Специфика применения ЧД в промышленных системах измерения уровня состоит в следующем: диапазон измеряемых расстояний от долей метра до 30÷50 метров; требуемая точность измерения от единиц сантиметров до долей миллиметра; измерения проводятся в замкнутых объёмах при наличии мешающих отражений и переотражений от технологических конструкций в рабочей зоне уровнемера, стен, крыши и дна резервуара (при низкой диэлектрической постоянной материала); приём сигнала осуществляется на фоне шумов; на результат измерения сильное влияние оказывает нелинейность модуляционной характеристики (МХ) передатчика; значительно меняются параметры окружающей среды (температура, влажность, запылённость); для обработки имеется ограниченный объём отсчётов сигнала (начиная от 3-4 периодов сигнала разностной частоты (СРЧ) и менее).

Анализ существующих данных позволяет говорить о трёх классах приборов подобного типа. Это приборы малой точности с погрешностью несколько см, средней точности с погрешностью 1 см – 5 мм и высокой точности с погрешностью 1 мм и менее. Общим для всех приборов является необходимость сглаживания ошибки дискретности (ОД) [5, 6], присущей ЧД при классическом счётном методе оценки разностной частоты. Каждый класс приборов основан на некотором методе сглаживания ОД (МСОД).

Погрешность ЧД складывается из нескольких составляющих [6]: методическая погрешность измерения разностной частоты f_p ; погрешность, вызванная шумами и помехами; погрешность, вызванная нелинейностью МХ; нестабильность периода модуляции $T_{\text{мод}}$ и диапазона

Рассмотрены основные принципы построения прецизионных уровнемеров с частотной модуляцией, предназначенных для высокоточного измерения малых и сверх малых расстояний в промышленных системах автоматического управления технологическими процессами. Проанализированы условия работы и предложены алгоритмы, обеспечивающие необходимые свойства уровнемера в различных условиях работы.

перестройки частоты ΔF , входящих в расчётное соотношение для измеряемого расстояния R при симметричном треугольном законе модуляции частоты:

$$R = \delta_R f_p T_{\text{мод}}, \quad (1)$$

где: $\delta_R = c/(4\Delta F)$ – величина ОД; c – скорость распространения электромагнитной волны в рабочей зоне дальномера.

Методическая погрешность и её минимизация

Приборы малой точности. Для создания наиболее простых и дешёвых приборов можно использовать модификацию известного счётного метода оценки разностной частоты [7-9]. Необходимо момент окончания текущего полупериода модуляции совместить с одним из экстремумов СРЧ [8] и наложить ограничение $\Delta F_{\text{мин}}$ на минимальную величину диапазона перестройки частоты передатчика. Это выполняется путём контроля граничных частот при частотной модуляции (ЧМ) с помощью эталонных частот $\omega_{\text{зи}} = 2\pi F_{\text{зи}}$ и $\omega_{\text{зе}} = 2\pi F_{\text{зе}}$, задаваемых диэлектрическими резонаторами. Тогда $\Delta F_{\text{мин}} = F_{\text{зе}} - F_{\text{зи}}$. Прерывать полупериод модуляции можно только в момент появления экстремума СРЧ после достижения частотой зондирующего сигнала одного из указанных значений [8]. В результате в СРЧ исчезнут скачки фазы, и он примет вид непрерывной синусоиды. Этот процесс можно назвать «сшиванием» фазы СРЧ.

Методическая погрешность, присущая методу при идеальных условиях, зависит от способа измерения разностной частоты [4]:

– подсчёт числа периодов СРЧ за некоторый фиксированный интервал времени;

– подсчёт числа периодов СРЧ за интервал времени, кратный периоду модуляции (в частном случае – за один полупериод модуляции).

В первом случае нормированная методическая погрешность имеет вид:

$$\Delta R/\delta_{R_0} = \text{Int}\{N_{\text{изм}}/[1/x + x/(2\Delta F_{\text{мин}} T_3 N_{T_{\text{мод}}})] + 0.5\}/N_{\text{изм}} - x, \quad (2)$$

где $x = R/\delta_R$ – нормированное расстояние, $N_{T_{\text{мод}}}$ – число периодов СРЧ в одном периоде модуляции; $N_{\text{изм}} = T_{\text{изм}}/(2T_3)$ – число обрабатываемых периодов модуляции.

Во втором случае погрешность измерения складывается из двух составляющих:

– первая вызвана дискретностью счёта, и для неё относительное СКО равно:

$$\sigma_{R_{\text{сч}}}/\delta_{R_0} = xT_{\text{сч}}/(N_{\text{мод}} T_{\text{мод}} 2\sqrt{3}); \quad (3)$$

– вторая составляющая вызвана затягиванием периода в точке сшиваия фазы:

$$\Delta_R/\delta_{R_0} = -(x)^2/(\Delta F_{\text{мин}} T_{\text{мод}}). \quad (4)$$

Сравнение двух рассмотренных вариантов показано на рис. 1.

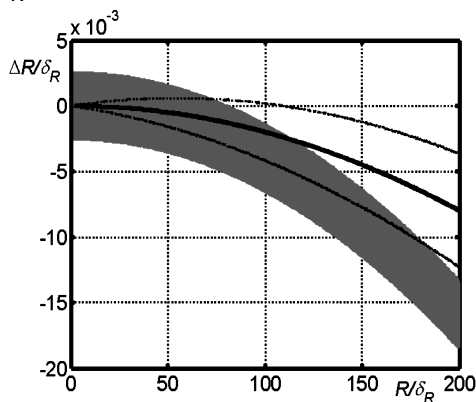


Рис. 1. Погрешность измерения расстояния с помощью двух способов оценки частоты СРЧ

На рис. 1 серым тоном показана зависимость (2), занимающая целую зону вследствие дискретности счёта, и нанесены линии соответствующие систематической погрешности (4) при аналогичных условиях (сплошная линия) и зона трёх СКО (3) (пунктирные линии). Ширина зоны трёх СКО легко сжимается путём увеличения $N_{\text{сч}}$ и $N_{\text{мод}}$.

Можно отметить, что ошибка измерения растёт с увеличением расстояния, но даже на самом большом расстоянии она примерно в 50 – 100 раз меньше ОД. Систематический характер среднего значения погрешности у обоих способов позволяет производить коррекцию результата расчёта расстояния и уменьшить её таким образом на три порядка.

Примером практического использования рассмотренного МСОД является уровнемер «Барс 322И», выпускаемый Рязанским ООО предприятие «Контакт 1».

Приборы средней точности. Часто оценка разностной частоты производится с помощью весового усреднения [10]. Метод заключается в накоплении весовых коэффициентов, приписываемых каждому нулю СРЧ.

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i), \quad (5)$$

где N - число нулей СРЧ в одном полупериоде модуляции; $\alpha(t)$ – весовая функция.

Измеряемое расстояние определяется соотноше-

нием:

$$R = \delta_R S. \quad (6)$$

Выражение (5) допускает достаточно простую практическую реализацию метода. Рассмотрим семейство ВФ, представленных в виде тригонометрического ряда:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^n A_m \cos(4\pi mt/T_{\text{мод}}), \quad (7)$$

где: $A_m = 2 \int_0^{T_m/2} \alpha(t) \cos(4\pi mt/T_m) dt / T_m$, $K_B = 1/A_0$ – нормирующий множитель.

В этом случае нормированная погрешность измерения имеет вид [10]:

$$\Delta_S = \frac{\Delta_R}{\delta_R} = \begin{cases} -\chi - K_B \sum_{m=1}^n A_m G_1[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon \geq \chi \\ 1 - \chi + K_B \sum_{m=1}^n A_m G_2[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon < \chi \end{cases}, \quad (8)$$

где $\chi = R/\delta_R - M$; $M = \text{Int}(R/\delta_R)$; $1/\eta = R/\delta_R$;

$\varepsilon = \rho - \text{Int}(\rho)$; $\rho = [4f_0 R/c - 0,5]$;

$G_1[z] = \cos[\pi z(1 - 2\varepsilon - \chi)] \sin(\pi z \chi) / \sin(\pi z)$;

$G_2[z] = \cos[\pi z(2 - 2\varepsilon - \chi)] \sin[\pi z(1 - \chi)] / \sin(\pi z)$.

Пример количественной оценки (8) показан на рис. 2 для $n = 1$.

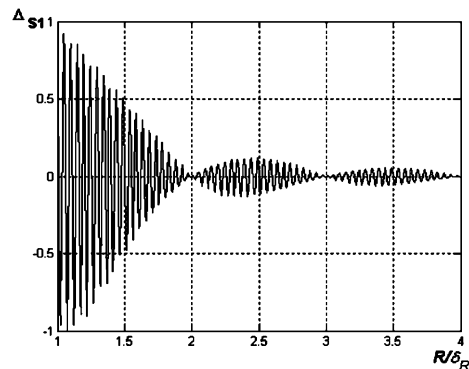


Рис. 2. Зависимость погрешности измерения от нормированного расстояния

Погрешность является периодической затухающей функцией расстояния с двумя периодичностями. Период быстрых колебаний равен четверти длины волны несущего колебания. Период медленной огибающей равен величине ОД. Наблюдается монотонное спадание общего уровня погрешности при увеличении расстояния.

Для сравнительного анализа различных ВФ целесообразно использовать некоторую усреднённую величину, равную среднему квадрату ошибки (СКО), вычисленному на интервале расстояний, равном ОД:

$$\overline{\Delta_S^2(M)} = \sum_{k=1}^L \Delta_S^2(r_{M,k}) / L \quad (9)$$

где $L = \delta_r / \Delta$; Δ – шаг по расстоянию в пределах участка усреднения $[M\delta_r, (M+1)\delta_r]$;

$r_{M,k} = M\delta_r + (k-1)\Delta$ – k -й отсчёт расстояния в пределах M -го участка усреднения.

На рис. 3 приведены графики погрешности, рассчитанные по (8) и (9).

Общий вид графиков и количественные соотношения между методическими погрешностями, соответствующим разным ВФ, сильно зависят от вида функции и расстояния.

Наблюдается плавное снижение общего уровня ошибки при увеличении расстояния R . На малом расстоянии ($R/\delta_R < 5$) ошибки, соответствующие ВФ с большим значением n , превосходят ошибки, полученные при малых значениях n . При увеличении расстояния картина меняется.

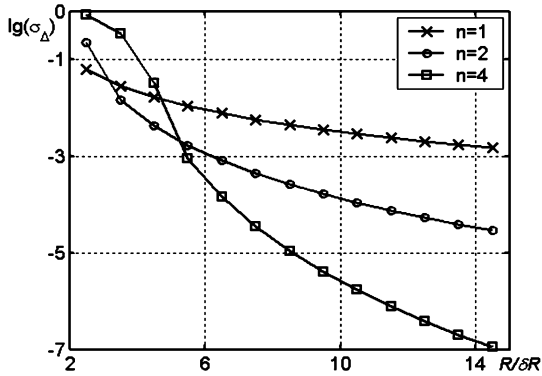


Рис. 3. Зависимость СКО от нормированного расстояния

Выражение (7) позволяет сформулировать задачу параметрической оптимизации ВФ $\alpha(t)$ [6,10], с целью минимизации целевой функции (9). Для оптимизации можем получить систему линейных уравнений:

$$d\Delta_s^2(M)/dA_m = 0, \quad m = 1, 2, \dots, n. \quad (10)$$

Эта система уравнений позволяет вычислять наборы оптимальных параметров ВФ на каждом M -м участке усреднения для заданного значения n , т.е. производить локальную оптимизацию ВФ заданного вида.

На рис. 4 приведены зависимости нормированного СКО результата измерения от относительного расстояния, полученные с использованием оптимальных параметров ВФ.

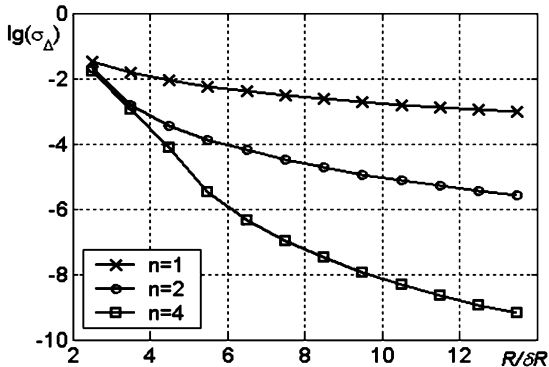


Рис. 4. Зависимость СКО от нормированного расстояния для оптимальных коэффициентов

Сравнение с рис. 3 показывает, что оптимизация параметров позволяет существенно уменьшить погрешность измерения. Причём эффект тем значительнее, чем больше n , т.е. чем больше используется членов ряда для представления ВФ.

Для практического использования наборы оптимальных коэффициентов, рассчитанные заранее, должны храниться в памяти вычислительного устройства ЧД и выбираться по мере изменения измеряемого расстояния.

Рассмотренный метод обработки СРЧ используется в уровнемерах «Барс-332 И», выпускаемых Рязанским приборостроительным предприятием ООО «Контакт 1».

Приборы высокой точности. Наилучших результатов позволяет добиться использование обработки СРЧ в спектральной области на основе быстрого преобразования Фурье при линейной ЧМ. Обработка подвергается взвешенные отсчёты СРЧ, полученные всегда в одних и тех же точках оси времени внутри каждого периода повторения закона ЧМ с шагом T_o . В итоге приходят к так называемому методу ступенчатой частотной модуляции непрерывного сигнала (зарубежная аббревиатура FSCW). Такой режим работы частотного дальномера хорошо согласуется с особенностями цифровых синтезаторов частоты [11]. При этом можно ставить вопрос об оптимизации параметров ЧМ для достижения минимальной погрешности измерения. Использование взвешивающего окна при вычислении спектра предполагает ответ на вопрос о наилучших параметрах окна.

Для оценки методической погрешности измерения расстояния используется оценка разностной частоты $\Omega_R = 2\pi\hat{F}_R$ по положению максимума спектральной плотности (СП) СРЧ. Строгого аналитического решения этой задачи в литературе нет.

Приближённое решение для нормированной погрешности измерения имеет вид:

$$\Delta R/\delta_R = (x_{\max} - x_R) \approx -2 \cos(2\Phi) S'_{\text{эф}}(x_R) / [S''_{\text{эф}}(0) + \cos(2\Phi) S''_{\text{эф}}(x_R)], \quad (11)$$

где x_{\max} – положение максимума СП СРЧ.

Для получения конкретных количественных соотношений рассмотрим ВФ Дольфа – Чебышева (ДЧ) [12]. Форма СП этой ВФ варьируется одним параметром, что позволяет достаточно легко связать его с методической погрешностью измерения расстояния. Используя выражение для СП ВФ ДЧ, приведённое в [13], после ряда преобразований запишем нормированную методическую погрешность измерения расстояния:

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} \approx \frac{1}{\pi} \frac{-2bLZ^2 \cos(2\Phi) \text{sh}Z}{Z^3 \text{sh}L + L \cos(2\Phi) [(b^2 + Z^2) \text{sh}Z - b^2 Z \text{ch}Z]} \quad (12)$$

где $L = \ln(Q + \sqrt{Q^2 - 1})$; Q^{-1} – уровень боковых лепестков СП; $Z = \sqrt{L^2 - b^2}$; $b = \pi x_R$

Выражение для расстояний с нулевой погрешностью:

$$x_{R_T} = R_T/\delta_R = \sqrt{m^2 + L^2/\pi^2}, \quad (13)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$ – номер точки шкалы расстояний с нулевой погрешностью.

Зависимость (12) построена на рис. 5 тонкой сплошной линией.

Из (12) становится очевидной возможность двух вариантов минимизации погрешности измерения. Первый связан с оптимизацией параметров ЧМ и второй основан на оптимизации формы ВФ.

Для минимизации погрешности измерения можно управлять несущей частотой ЧМ колебания и величиной диапазона перестройки частоты. В первом варианте,

варьируя в (12) фазу Φ при фиксированном расстоянии в пределах $[0, \pi]$ и усредняя полученные результаты, можно минимизировать среднее значение погрешности измерения расстояния. Изменять фазу СРЧ можно за счёт дополнительной медленной ЧМ несущей частоты ω_0 [14] с диапазоном перестройки частоты $\Delta F_{доп}$, однозначно связанным с измеряемым расстоянием.

$$\Delta F_{доп} = \Delta F / x_R \quad (14)$$

Результаты такого усреднения для ВФ ДЧ, выполненные с использованием формул (12) и (14) показаны на рис.5 толстой сплошной линией. Видно, что несимметричность огибающих быстрых осцилляций не позволяет уменьшить погрешность измерения до нуля. Для ВФ ДЧ погрешность уменьшается в (8...10) раз на малых расстояниях. При увеличении расстояния выигрыш возрастает.

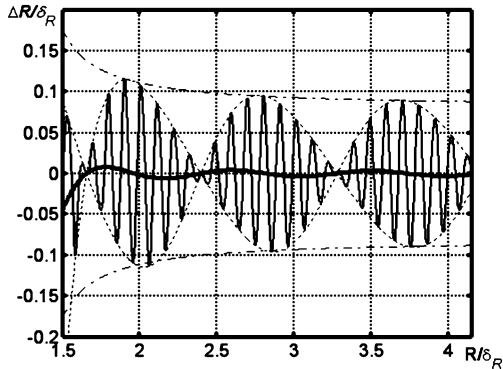


Рис. 5. Зависимость нормированной погрешности измерения

Во втором варианте (при адаптации величины диапазона перестройки частоты) учитывается неизменность положения точек с нулевой погрешностью измерения x_{Rm} на оси нормированного расстояния при неизменности параметров ВФ. В то же время, положение точки x_R , соответствующей измеряемому расстоянию, зависит от величины δ_R , т.е. от величины диапазона перестройки частоты ΔF . Поэтому в каждой текущей точке расстояния изменяя величину ΔF , можно сместить x_R к одной из ближайших точек x_{Rm} с нулевой погрешностью измерения.

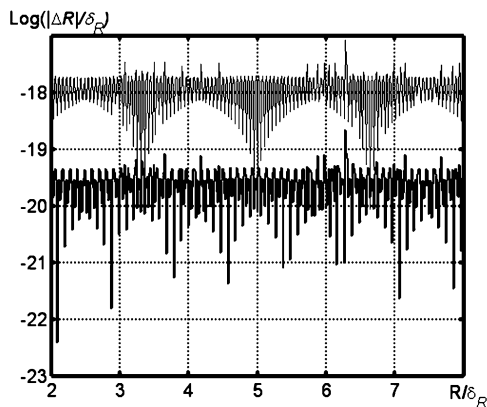


Рис. 6. Погрешность измерения при оптимальных значениях девиации частоты для ВФ ДЧ

Результаты оптимизации показаны на рис. 6 для ВФ ДЧ тонкими сплошными линиями. Отметим, что средний уровень погрешности измерения, достигаемый оптими-

зацией величины диапазона перестройки частоты ЧМ, не зависит от расстояния.

Два рассмотренных метода оптимизации параметров ЧМ можно совместить, т.е. сначала выполнить оптимизацию диапазона перестройки частоты, найдя $\Delta F_{опт}$. Затем для полученного оптимального значения $\Delta F_{опт}$ произвести усреднение результатов нескольких измерений при плавном дополнительном медленном изменении несущей частоты на величину, определяемую формулой (14), в которой используются найденные значения $\Delta F_{опт}$ и $\hat{x}_R^{(n)}$.

Результаты, полученные при расчётах по этой методике, показаны на рис. 6 толстой сплошной линией.

Видно, что общий уровень погрешности измерения при усреднении с использованием дополнительной медленной ЧМ уменьшается более чем на порядок.

Минимизация погрешности измерения в каждой точке оси расстояний на основе оптимизации параметров весовой функции возможна благодаря тому, что при изменении параметров ВФ точки с нулевой погрешностью смещаются по оси нормированного расстояния. Поэтому для любого расстояния можно найти такие значения параметров ВФ, при которых текущая нормированная точка расстояния совпадёт с ближайшей точкой с нулевой методической погрешностью измерения.

Расчёты, выполненные по этой методике, показаны на рис. 7 для ВФ ДЧ тонкой сплошной линией. При увеличении расстояния погрешность резко уменьшается.

Очевидно, что рассмотренный метод оптимизации параметров можно дополнить усреднением результатов с помощью дополнительной медленной ЧМ. Соответствующие результаты показаны на рис. 7 толстой сплошной линией. Выигрыш составляет примерно два порядка.

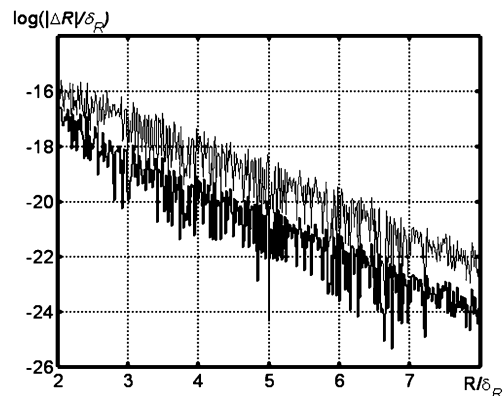


Рис. 7. Погрешность измерения при оптимальных значениях параметра Q для ВФ ДЧ

Рассмотренный метод оптимизации параметров ВФ можно упростить, пожертвовав величиной минимальной погрешности измерения. Для этого можно отказаться от коррекции параметров ВФ в каждой текущей точке расстояния и использовать упрощенный метод оптимизации параметров ВФ, аналогично рассмотренному выше для весового усреднения. Поиск оптимальных значений параметров ВФ производился численным методом с помощью программы fminbnd из пакета MATLAB 6.5. После вычисления оптимальных значений параметра ВФ с помощью метода линейной регрессии были найдены эм-

пирические выражения, связывающие этот параметр со средним относительным расстоянием.

$$Q = 27,392x_{R_{cp}} - 22,31719 \text{ дБ}; \quad (15)$$

В итоге в память вычислительного устройства даль- номера при его производстве необходимо записать только два коэффициента. Результаты расчёта средней погрешности измерения с использованием выражения (12) и оптимальных значений параметров (15), под- держиваемых неизменными на выбранных участках рас- стояния, приведены на рис. 8.

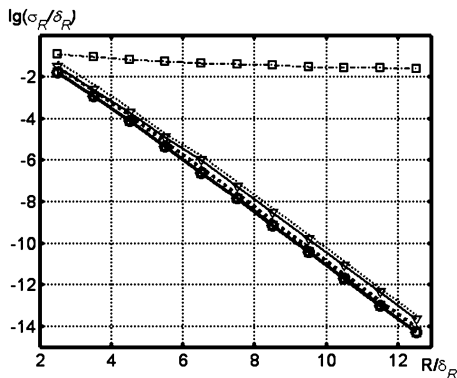


Рис. 8. Зависимость логарифма нормированного СКО погрешности измерения от относительного расстояния для оптимальных параметров ВФ ДЧ

На этом рисунке штрихпунктирной линией для срав- нения показаны результаты расчёта без оптимизации с равномерной ВФ. Толстой сплошной линией показана погрешность измерения для ВФ ДЧ, полученная с опти- мальными параметрами.

Рассмотренный метод оценки расстояния с упрощен- ной оптимизацией параметров ВФ используется в ра- диоволновом уровнемере Барс -351/352, серийно выпу- скаемом Рязанским приборостроительным предприя- тием «Контакт-1».

Снижение влияния шума

Современная элементная база, обеспечивающая вы- сокостабильные характеристики ЧД (в первую очередь стабильность несущей частоты и диапазона перестройки), позволяет реализовывать на практике оптимальные алгоритмы, минимизирующие дисперсию оценки рас- стояния и работающие в реальном масштабе времени.

Снижения шумовой составляющей погрешности из- мерения расстояния можно добиться, используя метод максимального правдоподобия (ММП).

Представим ЛФП для СРЧ как [15]

$$\ln F[A_p, \tau_s, \varphi_c(\tau_s)] = -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_m/2} \{y(t) - S[t, A_p, \tau_s, \varphi_c(t_s)]\}^2 dt, \quad (16)$$

где A_p , τ_s , $\varphi_c(\tau_s)$ – соответственно амплитуда, время задержки, однозначно связанное с измеряемым рас- стоянием и фаза опорного сигнала; N_0 – спектральная плотность белого шума.

Для оценки времени задержки необходимо найти глобальный максимум ЛФП, варьируя величины A_p , τ_s , $\varphi_c(\tau_s)$. Нижнюю границу для дисперсии оценки τ_s

при известной фазе СРЧ можно представить в виде [16]:

$$D(\hat{R}) \geq c^2 / [q_{cu} 4(\omega_0^2 + 2\Delta\omega\omega_0 + 2\Delta\omega^2/3)], \quad (17)$$

где $q_{cu} = 2E/N_0$, E – энергия СРЧ.

Алгоритмы оценки τ_s , не учитывающие фазу СРЧ, позволяют получить оценку с дисперсией

$$D(\hat{R}) \geq 3c^2 / [q_{cu} (2\Delta\omega)^2]. \quad (18)$$

Из сравнения формул (18) и (19) получаем выиг- рыш B :

$$B = 3\omega_0^2 / \Delta\omega^2. \quad (19)$$

В качестве примера можно указать, что для ЧД с несущей частотой $f_0 = 10^{10}$ Гц и диапазоном пере- стройки несущей $5 \times 10^8 \div 1 \times 10^9$ Гц уменьшение диспер- сии оценки составляет величину соответственно $4800 \div 1200$.

Практическое применение ММП имеет некоторые особенности: необходимо для ЧД знать фазовую харак- теристику (ФХ) $\varphi_c(\tau_s)$, и поскольку ЛФП (16) является многоэкстремальной функцией, необходимо обеспечить условия нахождения его глобального максимума.

Первое требование реализуется путём измерения ФХ при настройке и калибровке прибора. Второе требова- ние реализуется с помощью двухэтапной процедуры. На первом этапе грубую оценку t_s или расстояния можно выполнять с помощью БПФ и МПП при неизвестной на- чальной фазе, что гарантирует попадание в область главного лепестка ЛФП. На втором этапе используется ММП с известной начальной фазой, значение которой определяется по ФХ с учётом полученной грубой оценки.

Снижение влияния помех

Слабая помеха. Если уровень мешающих отражений (МО), таков, что погрешность определения расстояния на первом этапе использования ММП не превышает ве- личины $\lambda/4$, то гарантируется попадание в область главного лепестка ЛФП. Это условие выполняется, если уровень МО не превышает величины -28 дБ по отноше- нию к СРЧ. В таких ситуациях можно использовать ММП для уменьшения влияния помех. На рис. 9 показана за- висимость погрешности измерения расстояния с помо- щью алгоритма на основе оценки максимума СП и ММП при выполнении указанных условий, полученная с по- мощью моделирования. Уровень МО составлял -30 дБ, и он располагался на расстоянии 3,5 м.

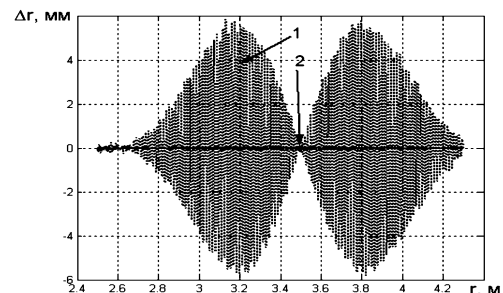


Рис. 9. Зависимость погрешности измерения от измеряемого расстояния: 1 – алгоритм на основе максимума СП, 2 – ММП

Погрешность измерения расстояния с помощью ал- горитма ММП примерно в 80 раз меньше погрешности,

обеспечиваемой алгоритмом на основе оценки максимума СП.

Сильная помеха. При большем уровне помех происходит искажение огибающей ЛФП и её глобальный экстремум уже не соответствует истинному положению МО. Однако в этой ситуации также возможно использование ЛФП для снижения влияния помех. Результаты теоретических исследований и моделирования показывают, что под влиянием МО экстремумы ЛФП смещаются от истинного положения на величину [17]:

$$\Delta\tau(\tau_x) = t_z - \arctg\left\{\frac{\sin[z_1] + A(\tau_x)\sin[z_2]}{\cos[z_1] + A(\tau_x)\cos[z_2]}\right\} \frac{1}{\omega_0}, \quad (20)$$

где $A(\tau_x) = q_{cn} \sin[\Delta\omega(\tau_{zmo} - \tau_x)/2] / [\Delta\omega(\tau_{zmo} - \tau_x)/2]$;

τ_x – задержка СРЧ; τ_{zmo} – задержка МО;

$z_1 = \omega_0\tau_z + \varphi_c(\tau_z) - \varphi_c(\tau_{зон})$; $z_2 = \omega_0\tau_{zmo} + \varphi_c(\tau_{zmo}) - \varphi_c(\tau_{зон})$;

$\tau_x = \tau_z - \tau_{zmo}$; $\tau_{зон}$ – время задержки опорного сигнала;

$q_{cn} = A_p/A_{mo}$ – отношение сигнал-помеха; A_p, A_{mo} – амплитуда СРЧ и МО соответственно.

Количественная оценка этого смещения, пересчитанного в расстояние, при $q_{cn} = 2 \text{ дБ}, 6 \text{ дБ}, 20 \text{ дБ}$, диапазоне перестройки частоты 500 МГц. и несущей частоте 10 ГГц. иллюстрируется рис. 10. Даже при большом уровне МО, равном 2 дБ, смещение не превышает 2,5 мм.

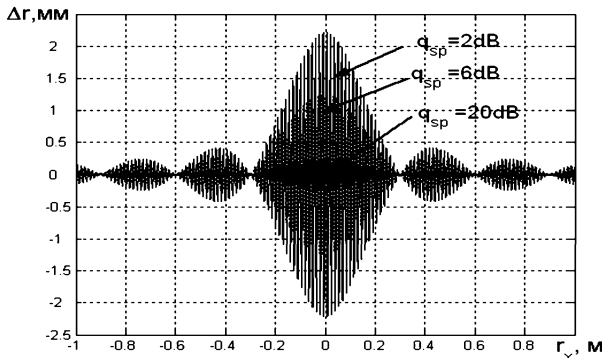


Рис. 10. Зависимость сдвига экстремумов ЛФП от расстояния между СРЧ и МО

Использование ЛФП для снижения погрешности в этом случае возможно при условии слежения за экстремумом ЛФП, соответствующим истинному расстоянию независимо от изменения его величины [18]. При этом истинный максимум надо захватить на входе в зону повышенной погрешности (ЗПП) измерения вблизи МО, когда он ещё является глобальным. При каждом новом измерении необходимо по ФХ определять значение $\varphi_c(\tau_z)$. Для этого можно использовать значение τ_z , полученное на предыдущем этапе измерений или новое значение, предсказанное с учётом скорости изменения уровня материала. Скорость при этом определяется на основе результатов предыдущих измерений. Зависимость погрешности измерения от расстояния похожа на графики, приведённые на рис. 9, только уровень погрешности значительно больше. Однако использование ЛФП по-прежнему обеспечивает уменьшение погрешности примерно в 80 раз. Работоспособность метода сохраняется до значений $q_{cn} = 1 \text{ дБ}$.

Для многих применений уровнемера с системах АСУ

ТП внутри ЗПП возможно использование режима предсказания результата [19]. Необходимым условием для применения такого алгоритма является поступление в уровнемер из системы АСУ ТП сигналов, информирующих о режиме работы аппаратуры наполнения и опорожнения резервуара. При этом в ЗПП происходит предсказание расстояния на основе оценки скорости изменения уровня продукта непосредственно перед входом в ЗПП.

Три указанных алгоритма используются в радиоволновом уровнемере Барс -351/352, серийно выпускаемом Рязанским приборостроительным предприятием «Контакт-1». Включение каждого из них осуществляется обслуживающим персоналом исходя из конкретной помеховой обстановки, оцениваемой при вводе уровнемера в режим эксплуатации.

Снижение влияния нелинейности МХ

Для снижения влияния нелинейности МХ возможны следующие пути [20]: компенсация нелинейности за счёт внесения предискажений в модулирующее напряжение; коррекция результата расчёта расстояния или учёт нелинейности при таком расчёте и использование цифрового синтеза частоты зондирующего сигнала.

Первый вариант заключается [20, 21] в оценке нелинейности МХ и вычислении величины компенсирующей добавки. Оценку нелинейности целесообразно выполнять оперативно в процессе работы уровнемера, так как она изменяется при изменении температуры и с течением времени. Один вариант определения компенсирующей добавки заключается в определении степени неравномерности $\eta(t_j) = (T_{rj} - T_{rcp})/T_{rcp}$ периодов рабочего

СРЧ T_{rj} , где $T_{rcp} = \sum_{j=1}^{M-1} T_{rj} / (M-1)$, и определении корректирующей добавки:

$$u_{kk}(t_j) = K_U \sum_{n=1}^j \eta(t_n) (t_n - t_{n-1}) / [1 - \eta(t_j)]. \quad (21)$$

Затем производится вычисление модулирующего напряжения (21)

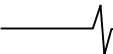
$$u_{modk}(t_j) = u_{mod(k-1)}(t_j) + \alpha u_{kk}(t_j). \quad (22)$$

При этом удаётся компенсировать нелинейность МХ до приемлемого уровня, при котором погрешность измерения расстояния уменьшается в 10–20 раз.

Второй вариант заключается в коррекции результата расчёта расстояния путём вычисления корректирующего коэффициента K_{MB} с использованием оценок параметров $\bar{F}, \bar{f}, \bar{k}_f, \Delta\bar{F}_\sigma, \varphi$ модели нелинейности МХ, полученным по рабочему СРЧ:

$$K_{MB} = K_B \bar{F} \times \left\{ \frac{A_0(2\bar{f}_n + \bar{k}_f)}{\bar{F}(\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi]} + \frac{2\bar{F}\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi] \sum_{m=0}^N \frac{A_m}{\bar{F}^2 - (2\pi m)^2}}{\bar{F}(\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi]} \right\} \quad (23)$$

На этот коэффициент делится результат расчёта



расстояния по (6). Моделирование процесса измерения показывает, что такой метод борьбы с влиянием нелинейности позволяет уменьшить погрешность в 10 – 20 раз и привести её к приемлемому уровню.

Третий вариант снижения влияния нелинейности МХ заключается в её учёте при расчёте расстояния [20 – 22] и используется при обработке нулей СРЧ. При этом возможны два способа учёта. Первый способ основан на оценке доли x крайних периодов СРЧ, попавших на границы периода анализа:

$$R = \delta_r(k + x), \quad (24)$$

где k – целое число периодов СРЧ внутри периода анализа.

Оценка величины x производится с помощью интерполяции путем учета положения нескольких нулей, расположенных в непосредственной близости от границ интервала анализа и по одному нулю за этой границей. Моделирование описанного способа показывает, что погрешность снижается примерно в 10 раз.

Второй способ учёта основан на аппроксимации зависимости периодов СРЧ от времени полиномом степени n :

$$F = \sum_{i=0}^n a_i t^i. \quad (25)$$

Используя результаты измерения зависимости моментов t_i появления нулей СРЧ от времени и временных положений t_n и t_0 двух импульсных сигналов, полученных в моменты совпадения излучаемых и эталонных частот, можно составить систему из $n+3$ линейных уравнений относительно $n+1$ -го неизвестных коэффициентов a_i , частоты появления первой характерной точки сигнала разностной частоты F_1 и диапазона перестройки частоты Δf_1 между двумя соседними характерными точками СРЧ. Решение этой системы уравнений позволяет найти величину диапазона перестройки частоты при ЧМ Δf_1^c , соответствующей изменению фазы СРЧ на π . По этой величине вычисляется расстояние:

$$R = \frac{c}{4\Delta f_1^c}. \quad (26)$$

Моделирование работы этого алгоритма показывает, что погрешность резко уменьшается с увеличением расстояния. Причём даже на самом минимальном расстоянии выбором степени полинома (25) можно обеспечить приемлемые результаты.

Заключение

В результате работы, проделанной авторами в течение ряда лет, создана теория прецизионного измерения уровня заполнения промышленных резервуаров. Подробно исследованы условия практического использования подобных приборов, возможности снижения методической погрешности измерения расстояния, влияние на погрешность различных дестабилизирующих факторов и меры по снижению соответствующих составляющих погрешности. Большое внимание уделено работе уровнемеров в сложной помеховой обстановке. Полученные результаты позволяют успешно проектировать уровне-

меры различного назначения, что подтверждено опытом практической работы над семейством уровнемеров серии «Барс», выпускаемых серийно на ООО предприятие «Контакт-1».

Литература

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат. 1989. – 208 с.
2. Johanngeorg O. Radar application in level measurement, distance measurement and nondestructive material testing // 27-th European microwave conference. September 8-12, 1997. – P. 1113-1121.
3. Королёв А.Н. Работы ГНПП «Исток» в области ближней радиолокации // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 1998. – Вып. 1(471). – С.3-14.
4. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Fundamentals of Short-Range FM Radar. – Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003. – 289 p.
5. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Советское радио, 1961. – 495 с.
6. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Прецизионные промышленные системы ЧМ-радиолокации ближнего действия. Методическая погрешность измерения и её минимизация // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 2, С.3-23.
7. Пат. РФ № 2159923. МКИ G01F 23/284. Радиолокационный уровнемер / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, А.И. Смутов. № 99104759/28. Заявл. 04.03.1999. Оpubл. 27.11.2000. Бюл. № 33.
8. Пат. РФ № 2151408. МКИ G01S 13/34. Радиолокационный дальномер / Б.А. Атаянц, В.А. Болонин, В.В. Езерский, Б.В. Кагаленко, А.И. Смутов Оpubл. 20.06.2000. Бюл. № 17.
9. Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровнемер. Анализ составляющих погрешности измерения // Датчики и системы. 2002. № 7. С. 44.
10. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. // Измерительная техника. 2003. № 9, с. 22.
11. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Нагорный Д.Я. ЧМ-радиодальномер с адаптивным цифровым формированием зондирующего сигнала. // Труды Российского НТО РЭС им. Попова Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 6-я Международная конференция Вып. VI – 2. Москва. 2004. С. 26-28.
12. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. – 1978. – Т. 66, №1 – С. 60-96.
13. Соколов И.Ф., Вакман Д.Е. Оптимальные линейные синфазные антенны с непрерывным распределением тока. – Радиотехника и электроника. № 1, 1958 г. С. 46 – 55.
14. Марфин В.П., Кияшев А.И., Розенфельд Ф.З., Израильсон В.М., Атаянц Б.А., Кагаленко Б.В., Мещеря-

ков В.П. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности. // Измерительная техника. – 1986. – № 6. С. 46-48.

15. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

16. Паршин В.С. Измерение частоты сигнала биений методом максимального правдоподобия для повышения точности измерения расстояния в ЧМ дальномерах // Научная сессия, посвященная Дню радио. – Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – Тезисы докладов конференции: М. – 2006. – Выпуск 61.- Т.1. – С.321-324

17. Паршин В.С. Следящий измеритель частоты сигнала биений радиодальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала // Цифровая обработка сигналов и ее применение. – Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – Тезисы докладов конференции. – Москва. – 2008. – Выпуск 10. – Т.1. – С.395-398.

18. Патент 2410650 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Атаянц Б.А., Паршин В.С., Езерский В.В. Заявл. 01.11.2008, Оpubл. 27.01.2011, Бюл. № 3.

19. Патент 2399888 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Атаянц Б.А., Паршин В.С., Езерский В.В., Мирошин С.В. / Заявл. 26.01.2009, Оpubл. 20.09.2010, Бюл №26.

20. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейности модуляционной характеристики передатчика в прецизионных про-

мышленных системах ближней частотной радиолокации / Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 3. – С.3-29.

21. Патент 2234716 РФ, МКИ G01 S 13/34. Способ формирования зондирующего частотно-модулированного сигнала для дальномера с периодической частотной модуляцией. / Б.А. Атаянц, И.В. Баранов, В.А. Болонин, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, Б.В. Кагаленко, В.А. Пронин. № 2003105992/09; Заявл. 04.03.2003; Оpubл. 20.08.2004, Бюл. № 23.

22. Баранов И.В., Езерский В.В. Учет нелинейности модуляционной характеристики передатчика при весом усреднении разностной частоты в частотных дальномерах промышленного применения. // Вестник РГРТУ – Рязань, РГРТУ, 2011 – Вып. 1 (35), С. 35-41.

ALGORITHMS OF DIGITAL PROCESSING OF SIGNALS OF A LEVEL GAUGE ON THE BASIS OF A FREQUENCY RANGE FINDER OF INDUSTRIAL APPLICATION

Atajants B. A, Ezerski V. V, Parshin V. S.

Main principles of construction of precision level gauges with the frequency modulation, intended for high-precision measurement small and over small distances in industrial systems of automatic control of technological processes are considered. Working conditions are analysed and the algorithms providing necessary properties of a level gauge in various working conditions are offered.

УВАЖАЕМЫЕ КОЛЛЕГИ!

Российское НТОРЭС им. А.С.Попова совместно с Рязанским государственным радиотехническим университетом, Рязанским филиалом ОАО «ЦентрТелеком», ОАО «Телефонная компания «СОТКОМ» и другими организациями проводит в Рязани 17-ю Международную научно-техническую конференцию «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций».

Приглашаем Вас принять участие в работе конференции, которая состоится с **6 по 8 мая 2012 года** в городе Рязани на базе РГРТУ и посвящена 60-летию РРТИ-РГРТА-РГРТУ

Основные направления работы конференции:

- организация сбора и передачи информации;
- передача и обработка информации в системах многоканальной связи;
- мобильные телекоммуникации, средства и системы беспроводной связи;
- передача и обработка информации в телевидении и радиовещании;
- обработка и передача геоинформации;
- обработка и распознавание изображений в бортовых видеоинформационных системах;
- методы и устройства цифровой обработки информации;
- алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных сетей;
- защита информации в сетях и системах телекоммуникаций;
- моделирование процессов передачи и обработки информации.

ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ И ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОПороГОВЫХ МЕТОДОВ ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

*Золотарёв В.В., д.т.н., ведущий научный сотрудник института космических исследований РАН,
e-mail: zolotasd@yandex.ru*

*Овечкин Г.В., д.т.н., профессор Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: g_ovechkin@mail.ru*

Ключевые слова: телекоммуникационные системы, системы хранения данных, помехоустойчивое кодирование, самоортогональные коды, каскадные коды, многопороговые декодеры, энергетический выигрыш кодирования, канал связи.

Введение

В настоящее время для обмена информацией широко используются различные системы цифровой связи. Подобные системы используют для передачи данных как проводные, так и беспроводные каналы связи, в которых под действием различного рода помех передаваемая информация может исказиться. Это является недопустимым для многих приложений. Поэтому в любой системе передачи цифровых данных применяются средства помехоустойчивого кодирования, использование которых позволяет снизить долю неисправленных ошибок до приемлемой.

Абсолютная необходимость использования помехоустойчивого кодирования для каналов передачи информации была выяснена много десятилетий назад почти сразу же после появления первых методов коррекции ошибок: кодов Хемминга и других поначалу простейших процедур. Оказалось, что применение хороших методов исправления ошибок фактически соответствует по своим результатам эффекту примерно 10-кратного повышения мощности генерируемого сигнала на передающей стороне. Это чрезвычайно важно во многих случаях использования цифровой радиосвязи, особенно на борту космических аппаратов, когда увеличение реальной физической мощности передатчика технически невозможно.

Эффект применения кодирования называют энергетическим выигрышем кодирования (ЭВК). Причем, обращаясь к современным потребностям информатики, можно сразу же указать, что в связи с постоянным ростом требований к достоверности цифрового обмена требуемая величина ЭВК быстро растет, что и подчеркивает насущную необходимость всемерного развития методов декодирования помехоустойчивых кодов для очень разных технических приложений – иначе эффективная цифровая передача в принципе оказывается невозможной. Дело в том, что применение кодирования обеспечивает очень замет-

Рассмотрены многопороговые алгоритмы декодирования самоортогональных помехоустойчивых кодов. Представлены как достижения последних лет в области кодирования и декодирования двоичных кодов, применяющихся в различных высокоскоростных спутниковых каналах, так и новые возможности символьных (недвоичных) декодеров этого же типа для использования в системах хранения данных. Проводится краткое сопоставление характеристик многопороговых декодеров и других методов: декодера Витерби, декодера турбо и низкоплотностных кодов, а также некоторых методов исправления ошибок для кодов Рида-Соломона, которые оказываются намного сложнее мажоритарных алгоритмов.

ное повышение КПД использования каналов цифровой связи. Этот КПД становится больше, если применяемые коды и, самое главное, используемые методы коррекции ошибок действительно могут справиться с ошибками по возможности при более высоком уровне шума в канале. Поиском конкурирующих алгоритмов, которые наиболее просто и с максимальной достоверностью исправляли бы потоки ошибок в сильно шумящих каналах, заняты многие тысячи исследователей по всему миру.

Большое внимание развитию цифровых систем передачи данных уделяется и в России. И хотя на конец 2010 года по данным Международного союза электросвязи Россия занимала лишь 47-е место в мире по уровню развития инфокоммуникационных технологий, в настоящее время правительство РФ активно субсидирует проведение исследований в этой области и внедрение их результатов в технику связи. При этом особое внимание, по словам президента РФ, должно уделяться созданию собственных технологий. В статье представлены результаты оригинальных исследований, проводимых в Институте космических исследований и Рязанском государственном радиотехническом университете, в рамках которых разрабатываются эффективные и удобные для практической реализации очень простые методы декодирования помехоустойчивых кодов, называемые алгоритмами многопорогового декодирования (МПД). Алгоритм МПД, являющийся исключительно российской разработкой и построенный на принципиально новых, но весьма неожиданных для теории помехоустойчивого кодирования принципах, позволил решить практически все основные проблемы высококачественного декодирования цифровых данных.

Эффективность современных методов коррекции ошибок

На сегодняшний день в теории помехоустойчивого кодирования известно всего несколько методов коррекции ошибок в цифровых данных, обеспечивающих работу вблизи пропускной способности канала. Рассмотрим их эффективность при работе в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) и двоичной фазовой модуляцией (ФМ2) при использовании двоичных кодов с кодовой скоростью $R = 1/2$ [1]. Отметим, что при таких параметрах канала и кодов теоретически можно работать при отношении сигнал/шум, равным 0,2 дБ (кривая «C = 1/2» на рис. 1).

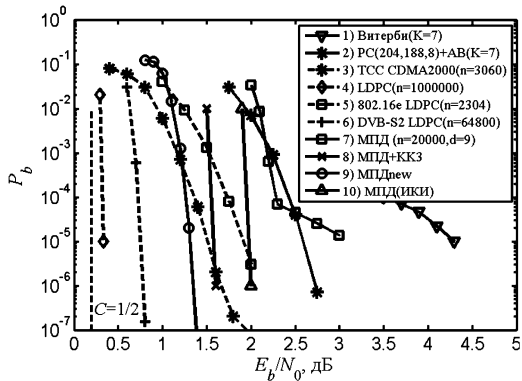


Рис. 1. Эффективность методов коррекции ошибок в канале с АБГШ и ФМ2

Наиболее широкое практическое применение в реальных системах связи нашли сверточные коды, для декодирования которых часто используется оптимальный алгоритм Витерби [2] (кривая «1» Витерби(K = 7)» на рис. 1), и различные каскадные коды, например, каскадные коды, состоящие из кода Рида-Соломона и сверточного кода (кривая «2» РС(204,188,8) + АВ (K=7)» на рис. 1). Эти методы появились и развивались в 70-х – 80-х годах прошлого века. Характеристики данных методов коррекции ошибок, как следует из представленных графиков, существенно хуже теоретически возможных. В последнее время зарубежными специалистами активно развиваются турбо [3, 4] и низкоплотные коды [5], эффективность которых очень высока. Например, методы декодирования турбо кодов, рекомендованных стандартом CDMA2000, обеспечивают характеристики, представленные кривой «3» ТСС CDMA2000(n = 3600)». А с помощью низкоплотных кодов длиной в миллион битов можно обеспечить сколь угодно малую вероятность ошибки декодирования

при работе менее чем в 0,1 дБ от пропускной способности гауссовского канала (кривая «4» LDPC (n = 1000000)» на рис. 1). Эффективность декодеров низкоплотных кодов меньшей длины, представлена на рисунке кривыми «5» 802.16e LDPC(n = 2304)» и «6» DVB-S2 LDPC (n = 64800)». К сожалению, все эти методы при работе в условиях большого шума все еще обладают весьма большой сложностью реализации, что затрудняет их практическое применение в высокоскоростных системах передачи и хранения данных.

Интересным направлением в области разработки алгоритмов коррекции ошибок является многопороговое декодирование (МПД), развиваемое только российскими специалистами [6-9]. Для МПД показано, что они позволяют почти оптимально (т.е. так же хорошо, как и переборные экспоненциально сложные от длины кода методы!) декодировать даже очень длинные коды с линейной от длины кода сложностью исполнения, демонстрируя при этом достаточно хорошие корректирующие способности, пример которых для кода длиной 20000 битов, кодовым расстоянием $d = 9$ и кодовой скоростью $R = 1/2$ представлен на рис. 1 кривой «7» МПД (n = 20000, d = 9)». При этом МПД выполняют только быстрые простейшие операции сложения и сравнения целых чисел, что делает их очень привлекательными для применения в существующих и вновь создаваемых высокоскоростных цифровых системах передачи данных.

Многопороговые декодеры

Для иллюстрации основных принципов работы МПД, используемого для декодирования блочных или сверточных самоортогональных кодов (СОК) [6, 7, 9], рассмотрим схемы, реализующие операции кодирования и декодирования. Кодер для подобных кодов является простейшим устройством, состоящим только из регистров сдвига и сумматоров по модулю 2. Пример кодера для сверточного СОК с кодовой скоростью $R = 1/2$ показан на рис. 2. Достаточно простым является и сам МПД, пример схемы реализации которого для двух итераций декодирования такого же сверточного кода показан на рис. 3.

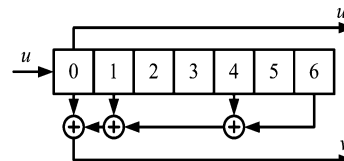


Рис. 2. Схема кодера сверточного СОК

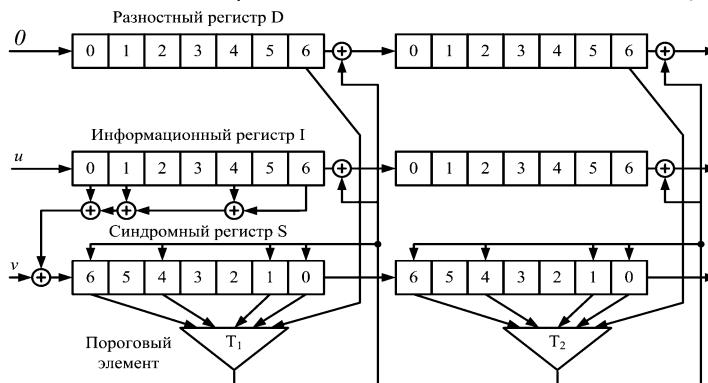


Рис. 3. Схема декодера МПД сверточного кода с двумя итерациями

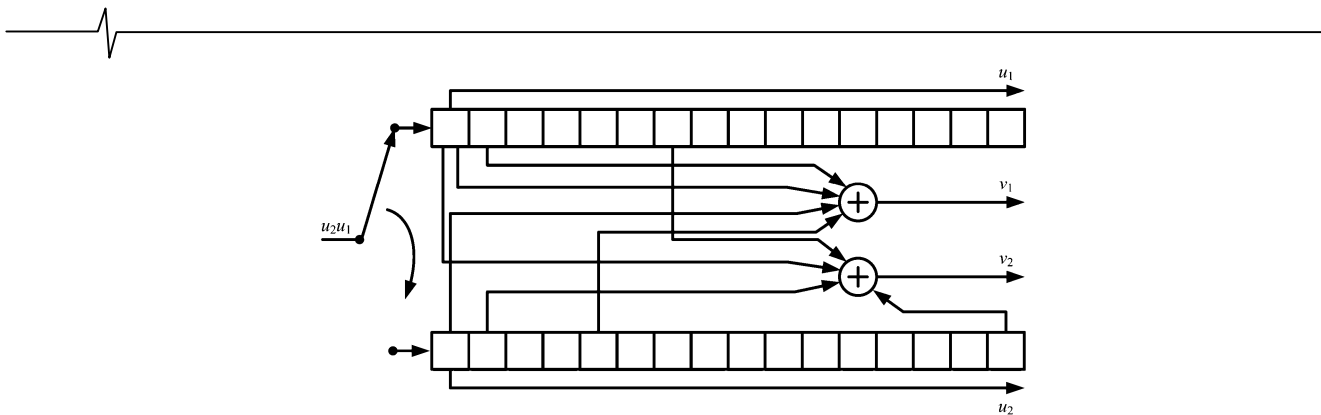


Рис. 4. Схема кодера сверточного СОК с двумя информационными и двумя проверочными ветвями

Несмотря на достаточно хорошую корректирующую способность, обеспечиваемую исходным МПД алгоритмом, разработчики постоянно ищут способы возможного повышения его эффективности.

Одним из способов приближения области эффективной работы МПД к пропускной способности канала является выбор кодов, в наименьшей степени подверженных размножению ошибок (РО) декодирования [6]. Данное свойство проявляется в том, что после того, как декодер при работе совершает ошибку, вероятность ошибки в следующих символах существенно возрастает. В работах [6, 10, 11] предложены подходы, позволяющие оценить подверженность кода РО и построить коды с минимальным РО. Показано, что для получения наилучших характеристик необходимо использовать коды, в которых присутствует несколько информационных и проверочных ветвей. Пример кодера такого кода, содержащего две информационных и две проверочные ветви, представлен на рис. 4. При использовании кода такой структуры удается добиться существенного снижения уровня размножения ошибок за счет уменьшения числа общих ошибок, участвующих при декодировании разных информационных битов [6]. Следует отметить, что как программная, так и аппаратная реализация МПД для данного кода также не представляет никакой сложности. В работах [6, 10, 11] авторами показано, что только за счет грамотного выбора кода и оптимизации его структуры без усложнения схемы декодирования можно получить дополнительный энергетический выигрыш порядка 1..1,5 дБ.

Следующее направление работ в рамках этих необычайно эффективных и предельно простых алгоритмов связано с разработкой каскадных схем кодирования, составной частью которых является МПД. При этом каскадирование следует осуществлять только с очень простыми кодами для того, чтобы общая сложность схемы сильно не увеличилась. Поэтому основное внимание при таком подходе уделено каскадированию кодов, используемых в МПД, с кодами контроля четности, кодами Хэмминга и короткими самоортогональными кодами [8, 19]. Применение подобных схем, как показали аналитические расчеты и результаты компьютерного моделирования, позволяет приблизить область эффективной работы МПД к пропускной способности канала на 1..2 дБ и уменьшить вероятность ошибки декодирования на 2..5 порядков без существенного усложнения схемы декодирования, которое составляет тут всего 5..25%. Для примера на рис. 1 кривой «8) МПД+ККЗ» показаны характеристики одной из каскадных схем, построенных на основе МПД. Данная

схема позволяет обеспечить эффективность, сопоставимую с эффективностью лучших методов коррекции ошибок. При этом сложность декодера этой каскадной схемы остается очень небольшой. В результате такой каскадный МПД легко реализовать, как и обычный МПД декодер, для скоростей порядка 500 Мбит/с и даже выше.

Дополнительное улучшение эффективности декодирования самоортогональных кодов возможно при незначительном усложнении алгоритма декодирования [20]. Возможности одного из таких декодеров представлены на рис. 1 кривой «9) МПДnew», которая иллюстрирует очень высокую энергетическую эффективность предложенного алгоритма на расстоянии всего лишь 1,1 дБ от пропускной способности канала связи. Абсолютное большинство других алгоритмов коррекции ошибок являются в области столь больших шумов чрезвычайно сложными. При этом обеспечиваются характеристики, сопоставимые или даже лучшие, чем характеристики декодеров многих известных турбо и LDPC кодов. При анализе сложности реализации оказывается, что МПД при декодировании выполняет в десять, пятьдесят и более раз меньшее число операций, чем другие сопоставимые по эффективности методы коррекции ошибок [6, 7]. Это позволяет считать, что алгоритм МПД может быть признан одним из основных методов коррекции ошибок для большинства современных высокоскоростных систем передачи данных с предельно возможными уровнями энергетического выигрыша и быстродействием, достигающим нескольких Гбит/с. Кроме того, для МПД существует возможность полного распараллеливания операций при его аппаратной реализации [12].

Заметим, что методы помехоустойчивого декодирования двоичных потоков на основе МПД-алгоритмов, которые начали развиваться на 22 года раньше своих зарубежных аналогов-конкурентов, уже проверены в аппаратуре космической связи НИИ Радио, где за 20 лет создано 5 поколений декодеров, успешно применялись Воронежским НИИ связи и получили премию Правительства РФ по науке и технике 2004 года. Одна из последних реализаций МПД была разработана в ИКИ РАН на ПЛИС Altera Stratix EP1S20 (рис. 5) [12]. Этот МПД является очередным важнейшим этапом развития декодеров сверточных кодов на базе МПД и может считаться представителем их шестого поколения. В данной ПЛИС реализован кодер, модуль генератора гауссовского шума и декодер, состоящий из 9-ти итераций коррекции ошибок. Разрядность шины данных 8 бит, частота следования данных 40 МГц (общая информационная скорость до 320 Мбит/сек). Длина каждой итерации декодера составляет 256 бит.

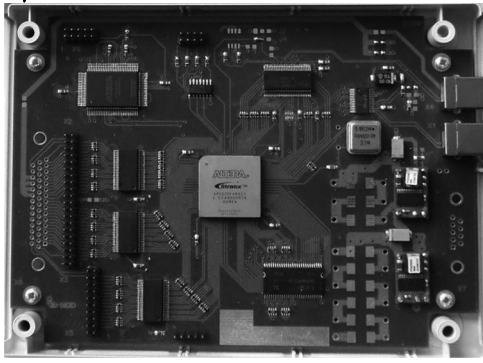


Рис. 5. МПД, разработанный в ИКИ РАН на ПЛИС Altera Stratix EP1S20

В процессе разработки рассматриваемого МПД как составной части аппаратно-программного демонстрационно-измерительного стенда в рамках гранта РФФИ №05-07-90024в был создан комплекс программных средств, который обеспечивал генерацию информационного потока, формирование шума с настраиваемыми параметрами, имитацию аппаратной версии декодера, оценку скорости работы прибора (демонстрация производительности декодера в спутниковом канале на скорости 320 Мбит/сек), а также измерение достоверности декодирования в зависимости от уровня шума канала.

Данный проект показал, что всегда можно получить хорошие энергетические характеристики кодирования при высоком уровне шума на информационной скорости до 320 Мбит/с при исключительно малой (!) аппаратной сложности, что чрезвычайно ценно для систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) и для всех новых систем микро- и нано- спутников.

В 2009 г. в ИКИ РАН завершились испытания декодера, работающего уже на информационной скорости более 1 Гбит/с. Этого удалось достичь за счет использования конвейера при реализации процедур вычислений на пороговом элементе декодера. При реализации сверхвысокоскоростной версии МПД декодера удалось максимально эффективно использовать вычислительные ресурсы очень недорогой ПЛИС. Энергетическая эффективность и общие размеры наземной части комплекса (декодера) в общем случае определяются выбором конкретных типов и числа ПЛИС приемной части системы кодирования. Пример характеристик, обеспечиваемых данной ПЛИС, представлен на рис. 1 кривой «10) МПД(ИКИ)». Его проектирование, моделирование и испытания были выполнены в рамках другого гранта РФФИ №08-07-00078.

Таким образом, важнейшим достоинством предлагаемых МПД алгоритмов наряду с высокой эффективностью оказывается возможность их чрезвычайно высокого быстродействия при аппаратной реализации, так как эти алгоритмы допускают полное их распараллеливание, что позволяет производить МПД декодирование в темпе, совпадающим с быстродействием регистров сдвига (самых высокоскоростных элементов схемотехники!) в выбранной элементной базе. В настоящее время не известны алгоритмы других типов, которые хоть отчасти обладали бы подобными свойствами. Эти возможности высокоскоростной работы МПД всегда можно сохранить фактически при любых модификациях и усовершенствованиях МПД методов, известных к настоящему моменту.

Особое значение имеет развитие недвоичных многопороговых декодеров (q МПД) [6, 13-17], позволяющих исправлять ошибки в принятых данных на уровне символов. Важность этого направления обусловлена тем, что в настоящее время среди недвоичных кодов практическое применение нашли только коды Рида-Соломона. Но сложность декодирования данных кодов пропорциональна квадрату длины кода. Поэтому применять в реальных системах можно только короткие коды Рида-Соломона, обладающие не очень высокой эффективностью. Разработанные же недвоичные МПД оказываются лучше кодов Рида-Соломона по вероятности ошибки на много порядков и гораздо проще по сложности декодирования [13-17]. В результате символьный (недвоичный) аналог двоичного алгоритма МПД может обеспечить при весьма высоких уровнях шума вероятности ошибки декодирования, в ряде случаев абсолютно недоступные для кодов Рида-Соломона сколько угодно большой длины. При этом сложность реализации такого алгоритма оказывается незначительной, линейно растущей с длиной кода, т.е. теоретически минимально возможной.

Рассмотрим характеристики недвоичных многопороговых декодеров в q -ичном симметричном канале (q СК). В таком канале каждый символ искажается независимо от других с вероятностью P_0 , причем при искажении символ с равной вероятностью переходит в один из $q-1$ оставшихся символов. Подобная модель, например, соответствует каналу с пакетами ошибок при использовании перемежения/деперемежения на уровне символов. Зависимости вероятности символьной ошибки P_s после декодирования от вероятности символьной ошибки P_0 в q СК для кодов с кодовой скоростью $R=1/2$ представлены на рис. 6. Здесь кривыми 4 и 5 показаны характеристики q МПД для кодов с длиной блока $n=4000$ и 32000 символов при использовании 8-ми битовых символов (размер алфавита $q=256$). Объем моделирования в нижних точках данных графиков составлял от $5 \cdot 10^{10}$ до $2 \cdot 10^{12}$ символов, что свидетельствует о крайней простоте метода. Для сравнения на данном рисунке кривой 1 показаны характеристики (255, 128) кодов РС для $q=256$. Из рис. 6 видно, что эффективность q МПД оказывается гораздо лучше эффективности кодов РС для символов такого же размера. При увеличении длины блока q МПД разница в эффективности становится еще более существенной. Отметим, что разнообразные методы повышения корректирующей способности кодов РС, в том числе все вариации алгоритма Судана, обладают сложностью порядка n^3 . Для кодов длины 32000 символов это приводит к разнице в порядке сложности около $n^2 = 32000^2 \approx 10^9$, т.е. в миллиард раз, при этом улучшение помехоустойчивости оказывается весьма незначительным. Это продемонстрировано на рис. 6 кривой 3, которой представлены нижние оценки для возможностей алгоритма Судана для (255, 128) кода РС.

Дополнительным преимуществом q МПД над другими методами коррекции ошибок является то, что он позволяет легко работать с символами практически любого размера, обеспечивая при этом такую же высокую корректирующую способность. Это подтверждается представленными на рисунке характеристиками q МПД для кода длиной 32000 двухбайтовых символов (кривая 6) и длиной

100000 четырехбайтовых символов (кривая 9). Отметим, что очень простой для реализации q МПД декодер для двухбайтового кода длины 32000 оказывается способным обеспечить помехоустойчивость, принципиально недостижимую даже для кода РС длины 65535 двухбайтовых символов (кривая 2 на рис. 6), декодер для которого не подлежит реализации в обозримом будущем. Кроме того, q МПД для четырехбайтовых символов превосходит по эффективности даже на три порядка более сложный декодер не двоичных низкоплотных кодов длиной 100000 четырехбайтовых символов, пример характеристик которого представлен на рис. 6 кривой 8 [21].

Снова отметим, что для достижения с помощью q МПД таких результатов требуется очень тщательно выбирать применяемые коды, основным критерием при отборе которых является степень устойчивости к эффекту размножения ошибок. В [11] показано, что оптимизируя структуру данных кодов можно еще улучшить эффективность работы q МПД. В частности, характеристики найденного в [11] кода с $q = 256$ и кодовой скоростью $1/2$ представлены на рис. 6 кривой 7. Видно, что данный код обеспечивает эффективную работу при больших вероятностях ошибки в q СК, чем известные ранее (кривая 5), при такой же сложности их декодирования.

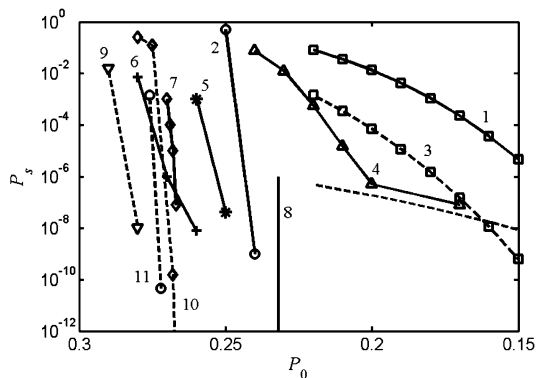


Рис. 6. Характеристики двоичных кодов с кодовой скоростью $R=1/2$ в q СК

Еще большую эффективность практически без усложнения процедуры коррекции ошибок можно получить при переходе к каскадным схемам кодирования. В [8, 13, 16] показано, что применение совместно с q МПД простейшего кода с контролем по модулю q позволяет на 1.3 порядка снизить вероятность ошибки на блок по сравнению с обычным q МПД при всего лишь 2% росте избыточности. При этом увеличение объема вычислений в каскадном коде составляет менее 20% по сравнению с исходным алгоритмом q МПД. А за счет применения совместно с q МПД модифицированного двоичного расширенного кода Хэмминга можно уменьшить вероятность ошибки декодирования на 3.5 порядков [14] (кривая 10 на рис. 6). Отличительной особенностью предложенных в [14] модифицированных двоичных расширенных кодов Хэмминга от известных является то, что при кодировании и декодировании используется работа с целыми числами по $\text{mod } q$, а не с элементами поля Галуа. В результате данные коды можно использовать практически для любого размера символа при весьма незначительной сложности их кодирования и декодирования. Еще лучшие результаты получаются при использовании в ранее рас-

смотренной схеме вместо кодов Хэмминга высокоскоростных не двоичных самоортогональных кодов [18]. Для подобных схем сформулированы правила работы декодера внешнего кода, при выполнении которых при каждом изменении декодируемого символа правдоподобность его решения строго возрастает, т.е. расстояние между решением декодера и принятым сообщением становится меньше. Результат моделирования данной каскадной схемы представлен на рис. 6 кривой 11. Отметим, что при этом обеспечивается вероятность символьной ошибки декодирования порядка 10^{-12} при 27% символьных ошибок в канале, что является абсолютно уникальным результатом для современной теории кодирования.

Одной из областей применения не двоичных кодов является защита данных от искажений при долговременном хранении на различных носителях информации. Для решения подобных задач в настоящее время используются, например, такие известные программные пакеты, как QuickPar (www.quickpar.org.uk) и ICE ECC (www.icegraphics.com), основанные на применении кодов Рида-Соломона. При работе данных пакетов с большими файлами возникают сложности или с обеспечением приемлемой скорости, или с надежностью исправления ошибок. Применение для защиты файлов программных средств [15], использующих алгоритмы q МПД, решает перечисленные проблемы, часто предоставляя одновременно и большую корректирующую способность, и гораздо более высокое быстродействие.

Приведенные результаты позволяют считать, что МПД методы действительно относятся к уникальным алгоритмам, способным обеспечивать эффективное декодирование при большом уровне шума, выполняя очень небольшое число операций и достигая высочайших уровней достоверности хранения цифровой информации и скорости ее обработки в сверхбольших базах данных, в оптических дисках и т.д. Во всех этих случаях используются очень ограниченные ресурсы, такие, как простые микропроцессоры или самые дешевые ПЛИС, что и определяет простоту и эффективность новых методов помехоустойчивого кодирования.

Заключение

Принципиально новый уровень помехоустойчивости и скорости обработки данных по сравнению с известными методами коррекции ошибок, достигаемый с помощью алгоритмов МПД разных типов, позволяет решать задачи обеспечения высокой надежности передачи данных без какой-либо дополнительной доработки этих алгоритмов или всего лишь при незначительной их адаптации к возможным дополнительным требованиям, возникающим в крупномасштабных цифровых системах. Их использование одинаково просто и эффективно как при аппаратной, так и при программной реализации.

Представленные исследования и разработки ведутся только в РФ коллективом авторов статьи. Ориентировочное опережение зарубежных разработок, исходя из темпов развития теории и техники кодирования в течение последних 20 лет, составляет 7...10 лет, что сейчас является редчайшим случаем в теоретических и, тем более, в прикладных исследованиях. Возможности символьных

МПД алгоритмов оказываются по вероятности ошибки и по числу операций декодирования на много порядков лучше, чем возможности кодов Рида-Соломона, по праву считавшихся лучшими двоичными кодами в течение почти полувека. Это позволяет с помощью q МПД более успешно решать задачи обеспечения высокой надежности хранения больших объемов цифровых данных, возникающие, в частности, в системах дистанционного зондирования Земли. При использовании q МПД в таких системах легко обеспечить оперативный контроль за качеством хранимой информации, а также корректировку данных вследствие старения и возникающих дефектов носителя. Производительность кодеров для q МПД, которые оказываются предельно простыми одноканальными узлами, может быть легко доведена при аппаратной реализации до уровня в несколько Гбайт/с. В результате их использование в процессе записи данных никогда не будет ограничивающим фактором для высокоскоростных систем ДЗЗ и других спутниковых, космических и иных систем связи.

Большой объем научно-методических и учебно-демонстрационных материалов по МПД алгоритмам представлен на специализированных двуязычных веб-сайтах [9]. Все рассмотренные циклы работ по МПД ведутся в последние годы при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, Института космических исследований, Рязанского государственного радиотехнического университета.

Литература

1. Зубарев Ю.Б., Овечкин Г.В. Обзор методов помехоустойчивого кодирования с использованием многопороговых декодеров // Электросвязь. М., 2008. №12. С.2-11.
2. Витерби А. Границы ошибок для сверточных кодов и асимптотически оптимальный алгоритм декодирования // Некоторые вопросы теории кодирования. М.: Мир, 1970. С.142-165.
3. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes // Proc. of the Intern. Conf. on Commun. 1993. May. P.1064-1070.
4. Press Release, ANA announces Turbo Product Code Forward Error Correction Technology. 1998.
5. MacKay D.J.C., Neal R.M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes // IEEE Electronics Letters. Aug. 1996. V.32. №18. P.1645-1646.
6. Золотарёв В.В. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования. М.: Радио и связь, Горячая линия – Телеком, 2006.
7. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с.
8. Зубарев Ю.Б., Золотарёв В.В., Овечкин Г.В., Обзор методов помехоустойчивого кодирования с использованием многопороговых алгоритмов // Цифровая обработка сигналов, 2008, №1, С.2-11.
9. Веб-сайты www.mtdbest.ru; www.mtdbest.iki.rssi.ru.
10. Золотарёв В.В. Параллельное кодирование в каналах СПД // Вопросы кибернетики. 1986. Вып.120. С.56-58.
11. Овечкин Г.В., Овечкин П.В. Оптимизация структуры двоичных самоортогональных кодов для схем параллельного кодирования // Труды НИИР, 2009, №2, С.34–38.
12. Золотарёв В.В., Назиров Р.Р., Никифоров А.В., Чулков И.В. Новые возможности многопорогового декодирования по высокодостоверной передаче данных ДЗЗ // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. Сборник научных статей. Выпуск 6. Том I. Москва, ООО «Азбука-2000», 2009. С.167-173.
13. Золотарёв В.В. Обобщение алгоритма МПД на двоичные коды // Мобильные системы, 2007, №3, С.39-42.
14. Овечкин Г.В., Овечкин П.В. Использование двоичного многопорогового декодера в каскадных схемах коррекции ошибок // Вестник РГРТУ, 2009. №4 (выпуск 30).
15. Овечкин П.В. Применение двоичного многопорогового декодера для защиты файлов от искажений // В сб.: «11 Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее приложения- DSPA-09», М., 2009. С.200-202.
16. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Эффективное многопороговое декодирование двоичных кодов // Радиотехника и электроника. – М., 2010. Т.55. – №3. – С.324-329.
17. Кузнецов Н.А., Золотарёв В.В., Овечкин Г.В., Овечкин П.В. Двоичные многопороговые декодеры и другие методы коррекции ошибок в символьной информации // Радиотехника. – М., 2010. №6. – вып. 141. – С.4-9.
18. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В., Овечкин П.В. Каскадные методы декодирования символьных помехоустойчивых кодов, основанные на многопороговых алгоритмах // 66-я Научная сессия, посвященная Дню радио» Москва 2011. Том 1. – С.245-247.
19. Овечкин Г.В. Метод декодирования каскадных помехоустойчивых кодов с применением многопороговых алгоритмов // Труды НИИР. Москва 2011. №1. – С.55-61.
20. Овечкин Г.В. Применение min-sum алгоритма для декодирования блоковых самоортогональных кодов // Математическое и программное обеспечение вычислительных систем: межвуз. сб. науч. тр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – С.99-105.
21. Zhang F., Pfister H. List-Message Passing Achieves Capacity on the q -ary Symmetric Channel for Large q // In Proc. IEEE Global Telecom. Conf., Washington, Nov. – 2007. – P.283-287.

IMPROVING RELIABILITY OF DATA TRANSMISSION AND STORAGE WITH USING OF MULTITHRESHOLD DECODERS FOR ERROR-CORRECTION CODES

Zolotarev V.V., Ovechkin G.V.

The article deals with multithreshold decoders for self-orthogonal codes. The last results in the field of binary and non-binary codes decoding are presented. The performance comparison of multithreshold decoders and other methods such as viterbi decoder, decoders for turbo, LDPC, Reed-Solomon codes is done. It's shown multithreshold decoders provide near capacity performance and are characterized in many times lower complexity than others decoders.

ВЫДЕЛЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА НЕОДНОРОДНОМ ФОНЕ ПРИ ДВИЖУЩЕМСЯ ДАТЧИКЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Бабаян П.В., к.т.н., начальник научной лаборатории кафедры Автоматики и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: aitu@rsreu.ru

Ключевые слова: обнаружение, выделение, изображение, распределение Джонсона, геометрические преобразования.

Введение

Технологии анализа видеосюжетов и определения различных характеристик наблюдаемых объектов в настоящее время широко используются в различных областях науки и техники. Важной сферой их применения является создание интеллектуальных бортовых систем обнаружения и сопровождения объектов [1]. Основные направления исследований в данной области связаны в настоящее время с применением алгоритмов структурного анализа изображений [2], методами восстановления формы трехмерных объектов, подходами на основе комплексирования спектральных каналов наблюдения [3]. Таким образом, основной фронт разработки связан с решением задач высокоуровневого анализа изображений.

В то же время качество решения задач высокого уровня зависит от эффективности выполнения низкоуровневого анализа изображений, в частности, от эффективности выделения объектов. Под выделением объектов в дальнейшем понимается разбиение множества точек наблюдаемого изображения на точки, принадлежащие объектам, и точки, принадлежащие фону.

Подход на основе выделения объектов обычно используется для их обнаружения и измерения координат, когда эталонные изображения объектов заранее неизвестны, в противном случае было бы целесообразно использовать методы сопоставления с эталоном, например, на основе разностного или классического корреляционного критериев [4].

Наибольшее распространение в системах реального времени получили методы выделения объектов на основе статистической обработки (байесовский метод [1], метод К-средних), а также разностные методы с оценкой фона, в которых для вычисления оценки фона применяются различные типы пространственно-временной фильтрации [5].

В настоящей работе объектом исследований является задача выделения объектов, в основном наземных транспортных средств, наблюдаемых на неоднородном фоне в отсутствие существенных яркостных флуктуаций. Примерами характерного фонового изображения являются пересеченная местность или городской ландшафт. В то же время предполагается, что видеокамера находится на движущемся носителе (самолете, вертолете, автомобиле

Решена задача выделения объектов, наблюдаемых с помощью видеокамеры, расположенной на движущемся носителе. Особенностью предлагаемого алгоритма выделения объектов является использование статистических характеристик ошибки оценивания смещения фона для вычисления оптимальных пороговых значений. Представлены результаты экспериментальных исследований алгоритма.

и т.д.), что обуславливает присутствие геометрических трансформаций фонового изображения. Для рассматриваемой ситуации алгоритм выделения объектов должен включать этап оценивания фона с помощью временной фильтрации [1], что, в свою очередь, требует привлечения процедуры оценивания параметры геометрических трансформаций фона в процессе слежения.

Для решения задач выделения объектов в описанных условиях наблюдения разработано много эффективных подходов, но в них, за исключением [6-8], как правило, не учитываются особенности, связанные с ошибками оценивания параметров геометрических трансформаций фона. В данной статье, являющейся развитием работ [7,8], предлагается алгоритм выделения объектов, построенный с учетом статистических характеристик этих ошибок. Как показывают результаты исследований, описанный подход позволяет существенно повысить качество выделения объектов.

Постановка задачи

Задачу выделения объектов будем решать отдельно для каждого элемента текущего изображения в предположении, что известно изображение фона $g(x, y)$, которое с некоторой ошибкой преобразовано к системе координат текущего изображения. Зафиксируем точку наблюдаемого изображения с координатами (x_0, y_0) . Определим для этой точки следующие величины: r – бинарный параметр, единичное значение которого соответствует наличию объекта в рассматриваемой точке, h – яркость наблюдаемого объекта, l – наблюдаемое значение яркости, $\mathbf{z} = (z_x, z_y)$ – гауссовский случайный вектор с нулевым средним и ковариационной матрицей \mathbf{Q} , описывающий ошибки совмещения точек фонового и текущего изображений, ξ – нормальный белый шум датчика изображений: $\xi \sim N(0, \sigma_\xi^2)$. Тогда модель формирования яркости наблюдаемого изображения в точке (x_0, y_0) примет вид:

$$l = g(x_0 - z_x, y_0 - z_y)(1 - r) + hr + \xi. \quad (1)$$

Поскольку яркость объекта заранее неизвестна, предполагается, что она распределена равномерно, то есть

$h \sim R(c_{\min}, c_{\max})$, где c_{\min}, c_{\max} – минимально и максимально возможные яркости точек наблюдаемого изображения, причём $\sigma_{\xi}(x, y) \ll c_{\max} - c_{\min}$.

Таким образом, известны $g(x, y), l, \mathbf{Q}, \sigma_{\xi}^2$. Необходимо в точке (x_0, y_0) принять решение о наличии или отсутствии объекта, то есть найти величину \hat{r} , которая является оценкой для r . Требования к алгоритму задаются в соответствии с критерием Неймана-Пирсона:

$$P(\hat{r}=1/r=0) \leq p_-, P(\hat{r}=1/r=1) = p_+ \rightarrow \max, \quad (2)$$

где p_- – заданное значение вероятности ложного выделения, p_+ – вероятность правильного выделения, которая должна быть максимизирована путём оптимального выбора параметров алгоритма выделения объектов.

Решение задачи

Оптимальное решающее правило для поставленной задачи определяется выражением:

$$\hat{r} = \begin{cases} 1, & \text{если } \Lambda(l) > \Lambda_0; \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (3)$$

где Λ_0 – пороговое отношение правдоподобия, $\Lambda(l)$ – отношение правдоподобия:

$$\Lambda(l) = \frac{p(l/r=1)}{p(l/r=0)}, \quad (4)$$

$p(l/r=1), p(l/r=0)$ – условные плотности распределения яркости наблюдаемого изображения при наличии и отсутствии объекта соответственно.

Пренебрегая влиянием шума ξ на плотность $p(l/r=1)$, примем

$$p(l/r=1) = p(h) = \begin{cases} \frac{1}{c_{\max} - c_{\min}}, & \text{если } c_{\min} \leq h \leq c_{\max}; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4) с учётом (3) найдём следующее правило принятия решения о наличии объекта в точке (x_0, y_0) :

$$\hat{r} = \begin{cases} 1, & \text{если } p(l/r=0) < C_0; \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (6)$$

где $C_0 = \frac{1}{\Lambda_0(c_{\max} - c_{\min})}$. При использовании критерия

Неймана-Пирсона пороговое значение C_0 может быть найдено из соотношения:

$$\int_{p(l/r=0) < C_0} p(l/r=0) dl = p_- \quad (7)$$

Аналитическое нахождение плотности распределения $p(l/r=0)$ не представляется возможным. Для его приближенного оценивания воспользуемся разложением Тейлора функции $g(x, y)$ в точке (x_0, y_0) , ограничившись членами до второго порядка:

$$l = g(x_0 - z_x, y_0 - z_y) + \xi \approx g(x_0, y_0) - \nabla g(x_0, y_0)^T \mathbf{z} + \frac{1}{2} \mathbf{z}^T \mathbf{H}(x_0, y_0) \mathbf{z} + \xi, \quad (8)$$

где $\nabla g(x_0, y_0), \mathbf{H}(x_0, y_0)$ – градиент и гессиан фонового изображения в точке (x_0, y_0) соответственно.

Представим случайную величину l в виде

$$l = g(x_0, y_0) + f + \xi, \quad (9)$$

где

$$f = -\nabla g(x_0, y_0)^T \mathbf{z} + \frac{1}{2} \mathbf{z}^T \mathbf{H}(x_0, y_0) \mathbf{z}. \quad (10)$$

Найдём первые четыре момента случайной величины f .

Вначале выполним декоррелирующее преобразование $\mathbf{z} = \mathbf{\Phi} \mathbf{\Sigma}^{1/2} \mathbf{z}'$, где $\mathbf{\Phi}, \mathbf{\Sigma}$ – матрицы собственных векторов и собственных значений для \mathbf{Q} , \mathbf{z}' – вектор некоррелированных гауссовских величин с единичными дисперсиями и нулевым средним. Тогда выражение (10) можно переписать в виде

$$f = -\nabla g(x_0, y_0)^T \mathbf{\Phi} \mathbf{\Sigma}^{1/2} \mathbf{z}' + \frac{1}{2} \mathbf{z}'^T \mathbf{J} \mathbf{z}', \quad (11)$$

где $\mathbf{J} = \mathbf{\Sigma}^{1/2} \mathbf{\Phi}^T \mathbf{H}(x_0, y_0) \mathbf{\Phi} \mathbf{\Sigma}^{1/2}$ – матрица квадратичной формы. Диагонализируя её, можно преобразовать (11) к виду:

$$f = f_1 + f_2, \quad f_1 = a_1 z_1''^2 + b_1 z_1'', \quad f_2 = a_2 z_2''^2 + b_2 z_2''. \quad (12)$$

где a_1, a_2 – собственные значения матрицы \mathbf{J} ; $(b_1 \ b_2) = \nabla g(x_0, y_0)^T \mathbf{\Phi} \mathbf{\Sigma}^{1/2} \mathbf{\Psi}$, $\mathbf{\Psi}$ – матрица собственных векторов матрицы \mathbf{J} . z_1'', z_2'' – некоррелированные гауссовские величины с единичными дисперсиями и нулевым средним. Пользуясь выражениями для моментов нормального распределения, найдём моменты случайных величин f_1 и f_2 :

$$\begin{aligned} M[f_1] &= a_1, \quad D[f_1] = 2a_1^2 + b_1^2, \quad \mu_3[f_1] = 8a_1^3 + 6a_1 b_1^2, \\ \mu_4[f_1] &= 60a_1^4 + 60a_1^2 b_1^2 + 3b_1^4. \end{aligned} \quad (13)$$

Применяя теоремы о моментах суммы независимых случайных величин, находим моменты величины f :

$$\begin{aligned} M[f] &= M[f_1] + M[f_2], \quad D[f] = D[f_1] + D[f_2], \\ \mu_3[f] &= \mu_3[f_1] + \mu_3[f_2], \\ \mu_4[f] &= \mu_4[f_1] + \mu_4[f_2] + 6D[f_1]D[f_2]. \end{aligned} \quad (14)$$

Используя (9) и (14), найдём моменты величины l при условии $r=0$:

$$\begin{aligned} M[l/r=0] &= g(x_0, y_0) + M[f], \quad D[l/r=0] = D[f] + \sigma_{\xi}^2, \\ \mu_3[l/r=0] &= \mu_3[f], \\ \mu_4[l/r=0] &= \mu_4[f] + 3\sigma_{\xi}^4 + 6D[f]\sigma_{\xi}^2. \end{aligned} \quad (15)$$

Для аппроксимации распределения $p(l/r=0)$ воспользуемся аппаратом несимметричных распределений Джонсона [9]. Полученные четыре момента применим для расчёта параметров этого распределения. Отметим, что данный расчет требует численного решения системы нелинейных уравнений.

Нахождение значений l , при которых принимается решение о наличии объекта в точке (x_0, y_0) , связано с поиском доверительного интервала с уровнем значимости p_- для распределения $p(l/r=0)$. Таким образом, правило принятия решения о присутствии объекта в точке (x_0, y_0) имеет вид:

$$\hat{r} = u^*(l) = \begin{cases} 0, & \text{если } l_{\min} < l < l_{\max}; \\ 1, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (16)$$

где l_{\min}, l_{\max} – границы доверительного интервала с уровнем значимости p_- для распределения Джонсона, моменты которого найдены из выражений (13) – (15). Дове-

рительный интервал в общем случае оказывается несимметричным относительно яркости фона g .

Заметим, что при неизвестных фоновом изображении $g(x, y)$ и дисперсии аддитивного шума, для их оценки можно использовать подходы, предложенные в [10].

Рис. 1 и 2 поясняют, почему распределение $p(l/r=0)$ оказывается несимметричным. Если изменение яркости в окрестности точки можно аппроксимировать эллиптическим параболоидом (рис. 1а) с некоторым максимальным значением, то в результате случайных гауссовых отклонений от (x_0, y_0) наблюдаемая яркость не превысит этого максимального значения. На рис. 1 б) приведено соответствующее распределение с максимальным значением около 50. Это распределение Джонсона типа S_b , равное нулю при $l > 50$. В то же время, если яркость фона аппроксимируется гиперболическим параболоидом (рис. 2а), то наблюдаемая яркость имеет распределение Джонсона типа S_j , которое не обращается в ноль (рис. 2б). Если фон аппроксимировать плоскостью, то наблюдаемая яркость фона будет распределена нормально.

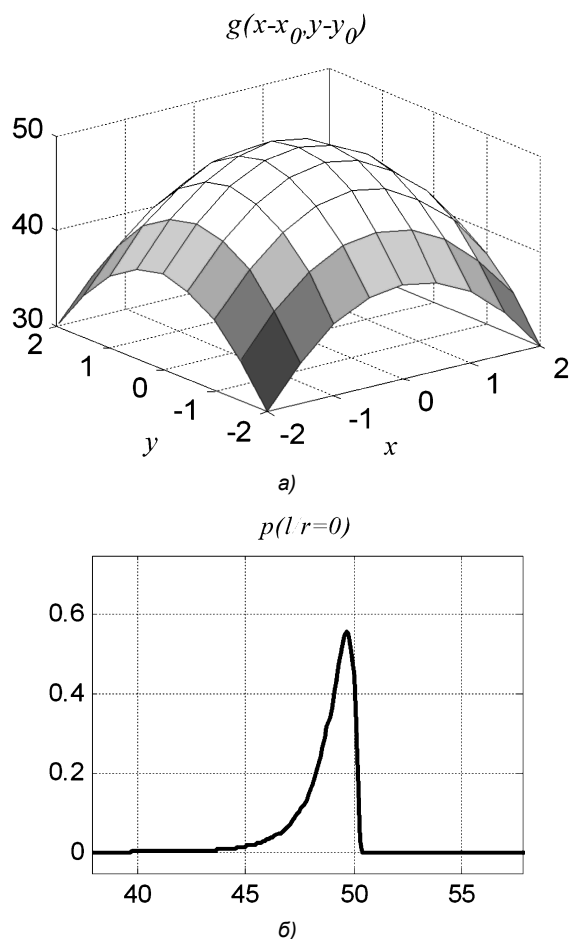


Рис. 1. Пояснение к вычислению распределения наблюдаемой яркости фона при её аппроксимации эллиптическим параболоидом: а) яркость фонового изображения в окрестности точки (x_0, y_0) ; б) соответствующее распределение наблюдаемой яркости фона (распределение Джонсона типа S_b)

Для оценивания ковариационной матрицы Q необходимо опираться на статистические характеристики ошибок используемого алгоритма оценивания трансформаций фона. Например, при использовании классического

корреляционного алгоритма оценивания смещения, его ковариационная матрица ошибок определяется выражением [11] $Q = -\bar{\Omega}^{-2}(M[\Gamma^2] - M[\Gamma]^2)$, где $\bar{\Omega}$ – среднее значение гессiana взаимной корреляционной функции, Γ – градиент взаимной корреляционной функции в точке наилучшего совмещения. Дисперсии вертикальной и горизонтальной составляющей ошибок, а также их корреляционная связь определяются направлениями и интенсивностью перепадов яркости фонового изображения.

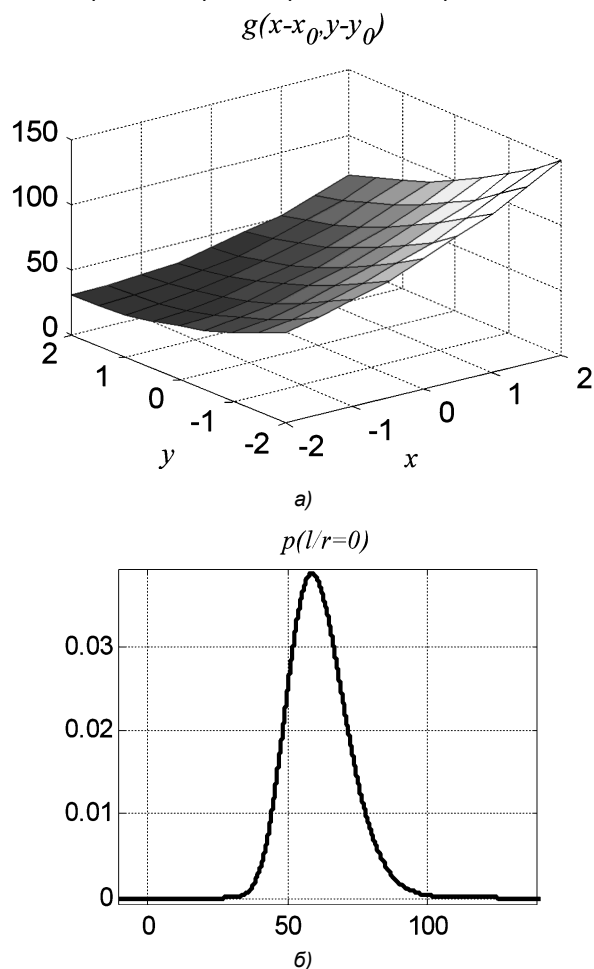


Рис. 2. Пояснение к вычислению распределения наблюдаемой яркости фона при её аппроксимации гиперболическим параболоидом: а) яркость фонового изображения в окрестности точки (x_0, y_0) ; б) соответствующее распределение наблюдаемой яркости фона (распределение Джонсона типа S_j)

Экспериментальные исследования

Для оценивания эффективности предлагаемого подхода выполнены исследования на десяти натуральных видеосюжетах продолжительностью 50-100 кадров. Видеосюжеты сняты движущимся датчиком в условиях случайных деформаций, вызванных турбулентностью атмосферы. Сюжетная составляющая – движущиеся автомобили на фоне пересечённой местности. Размер кадров – от 256x256 до 400x400. Геометрические трансформации изображений, вызванные движением датчиков, и имеющие характер смещений, оценивались с использованием алгоритма, описанного в [12].

Количественными параметрами, характеризующими

выделение объектов, были частота правильного выделения \hat{p}_+ и частота ложного выделения \hat{p}_- . Повышение качества выделения объектов было отмечено на всех видеосюжетах. На рис. 3 показаны характеристики выделения объектов, полученные на одном из сюжетов при использовании ковариационных матриц ошибок

$$\mathbf{Q}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q}_2 = \begin{bmatrix} 0,16 & 0 \\ 0 & 0,16 \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \mathbf{Q}_3 = \begin{bmatrix} 0,16 & 0 \\ 0 & 0,01 \end{bmatrix}.$$

Матрица \mathbf{Q}_1 соответствует ситуации, когда ошибки оценивания смещений фона не учитываются. Матрица \mathbf{Q}_2 задаёт некоррелированные ошибки оценивания параметров смещения с равными дисперсиями, что соответствует подходу, представленному в [7, 8]. Наиболее ощутимого повышения качества выделения объектов на тестовом сюжете можно добиться, если рассматривать ошибки оценивания смещений фона как случайные величины с разными дисперсиями (матрица \mathbf{Q}_3).

Исследовалась также эффективность предлагаемого подхода с точки зрения увеличения продолжительности слежения за объектами. При этом применялся алгоритм анализа траекторий [13]. На рис. 5 представлены результаты слежения за движущимся объектом, полученные на тестовом сюжете. Показаны оценки траекторий движения и наблюдаемые изображения в момент потери объекта. Числа на рисунке обозначают количество кадров, прошедшее с начала слежения до момента потери. Таким

образом, удаётся существенно увеличить продолжительность слежения, применяя описанный подход.

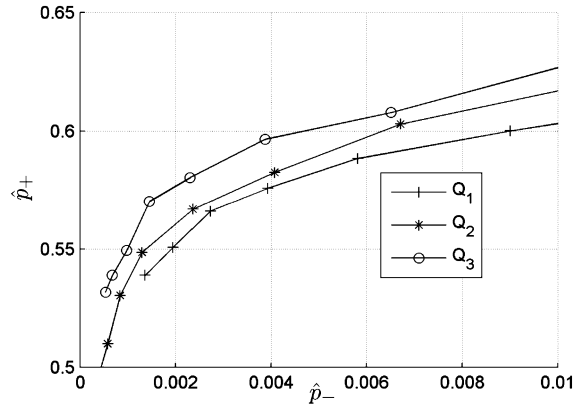


Рис. 3. Характеристики выделения при использовании различных ковариационных матриц ошибок оценивания смещений фона

На рис. 4 показаны результаты выделения объектов при использовании ковариационных матриц \mathbf{Q}_1 и \mathbf{Q}_3 . Видно, что учет ошибок оценивания параметров геометрических преобразований позволяет значительно уменьшить частоту ложного выделения (более чем в 2 раза) при частоте правильного выделения около 0,54. Отметим, что качество выделения объектов повышается только на сюжетах с существенно неоднородным фоном, в противном случае предлагаемый подход не даёт преимуществ.

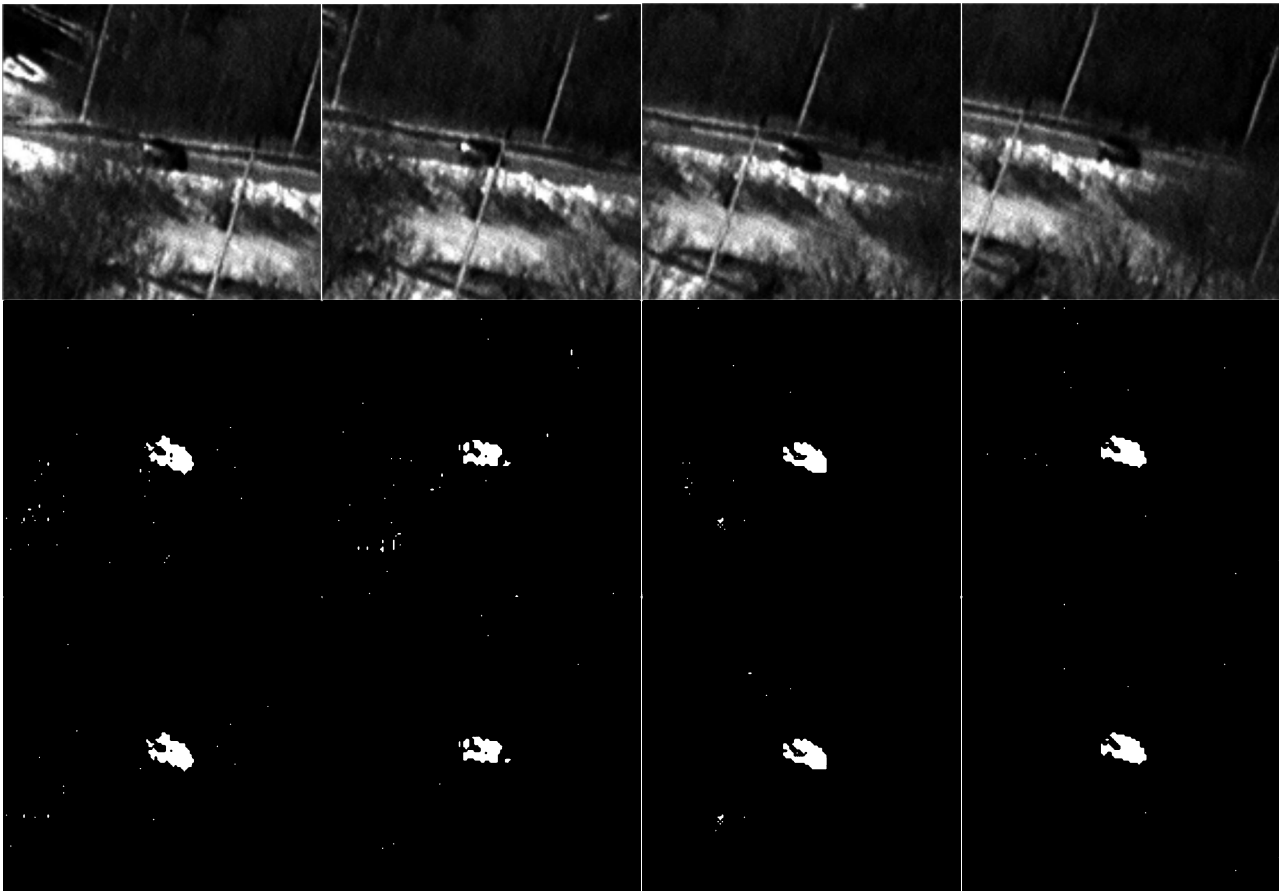


Рис. 4. Результаты выделения объекта в видеопоследовательности. Верхний ряд – изображения объекта и окружающего его фона. Средний и нижний ряды – результаты выделения объекта при использовании ковариационных матриц \mathbf{Q}_1 и \mathbf{Q}_3 соответственно



а)

б)

Рис. 5. Результаты слежения за объектом при использовании ковариационных матриц: а) Q_1 ; б) Q_3

Заключение

Учет статистических характеристик ошибок оценивания параметров геометрических преобразований фонового изображения позволяет достичь более высоких показателей качества выделения и слежения за объектами. В частности, предлагаемый в настоящей статье подход позволяет снизить частоту ложного выделения более чем в 2 раза и существенно повысить продолжительность слежения для видеосюжетов с неоднородным фоном. Результаты исследований предполагается использовать в многофункциональных системах обработки и анализа изображений реального времени семейства «Охотник» [14].

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для молодых учёных (МК-20.2011.10).

Литература

1. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. – М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.: ил.
2. Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Шубин Н.Ю. Алгоритм оценки координат объектов на основе преобразования Радона // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – №3. – С. 17-20.
3. Бабаян П.В., Смирнов С.А. Слежение за объектом на основе алгоритма сопоставления с эталоном при одновременном наблюдении в видимом и инфракрасном диапазонах // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – №4. – С.18-21.
4. Алпатов Б.А., Селяев А.А. Алгоритм оценки местоположения объекта на двумерном изображении // Изв. вузов. – Приборостроение. – 1988. – №5. – С. 3-5.
5. R.J.Radke, S. Andra, O. Al-Lofahi, and B. Roysam, «Image change detection algorithms: A systematic survey», IEEE Transactions on Image Processing, vol. 14, pp. 294–307, March 2005.
6. Ofer Hadar, A. Kuntsevitsky, M. Wasserblat, Norman S. Kopeika and Stanley R. Rotman, «Automatic target recognition during sensor motion and vibration», Opt. Eng. 34, 3062 (1995)
7. Бабаян П.В. Выделение объектов в условиях случайных геометрических преобразований изображения //

Автометрия. – 2010. – №3. – С.41-47.

8. Boris Alpatov and Pavel Babayan, «Extraction of the objects observed on a non-uniform background during sensor motion», Proc. SPIE 7835, 78350N (2010)

9. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. М.:Мир – 1969.– 400 с.

10. Алпатов Б.А., Блохин А.Н. Модели и алгоритмы обнаружения и выделения движущихся фрагментов изображений // Автометрия. – 1995. – №4. – С. 100-104.

11. Андросов В.А., Бойко Ю.В., Бочкарев А.М., Однорог А.П. Совмещение изображений в условиях неопределенности // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – №4. – С. 54-70.

12. Стротов В.В. Выбор опорных участков в многоэтапном алгоритме определения параметров геометрических преобразований изображений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань, 2009. – №2(28). – С. 93-96.

13. Boris Alpatov and Pavel Babayan, «Multiple object tracking based on the partition of the bipartite graph», Proc. SPIE 8186, 81860B (2011)

14. Алпатов Б.А., Блохин А.Н., Костяшкин Л.Н., Романов Ю.Н., Шапка С.В. Семейство многофункциональных систем обработки видеоизображений «Охотник» // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – №4. – С. 44-51.

EXTRACTION OF THE OBJECTS OBSERVED ON THE NON-UNIFORM BACKGROUND DURING IMAGE SENSOR MOTION

Babayan P.V.

The work is addressed to the problem of an object extraction in the images during sensor motion. In the case the object extraction requires the registration of the observed image and the reference background image. The error of the registration causes false alarms in the extraction result. In this paper the problem of object extraction during sensor motion is solved by taking into the consideration the statistical properties of this error. The solution of this problem has been obtained using the method based on Johnson distribution parameters estimation. The result of the statistical research is also presented.

УДК 621.391.25

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ ЗАШУМЛЕННЫХ МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ ДЕРЕВЬЕВ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Бехтин Ю.С., д.т.н., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: yuri.bekhtin@yandex.ru

Ключевые слова: комплексирование на основе вейвлет-преобразования, зашумленные мультиспектральные изображения, пространственно-ориентированное дерево.

Введение

Цель комплексирования – получить одно изображение высокого разрешения путем обработки и объединения нескольких изображений с низким разрешением и/или различными спектральными характеристиками. Известные методы комплексирования изображений, работающие на уровне пикселей, варьируются от относительно простых, например усреднения изображений, до относительно сложных, например с использованием анализа главных компонент, пирамидального и вейвлет-преобразования [1].

В последнее время вейвлет-преобразование стало одним из самых популярных методов при комплексировании данных видеокамер, снимков дистанционного зондирования Земли, медицинских изображений, кроме того, на нем разработаны стандартные модули специализированных программ по обработке изображений, например, ENVI, PCI, ERDAS. Практически во всех известных методах комплексирования мультиспектральных изображений, использующих вейвлеты, на основе некоторого правила (алгоритма) комбинируются вейвлет-коэффициенты двух или более исходных изображений [1]. Традиционным является подход, когда вейвлет-коэффициенты комбинируются на основе т.н. «правила отбора максимума» (maximum-selection fusion rule), чтобы сформировать набор из отобранных вейвлет-коэффициентов, соответствующих комплексированному изображению.

Правило отбора максимума заключается в сравнении по абсолютной величине соответствующих вейвлет-коэффициентов всех исходных изображений, после чего с помощью обратного вейвлет-преобразования над максимальными по амплитуде вейвлет-коэффициентами формируется результирующее изображение. Данное правило и более сложные схемы, как например [2], хорошо работают с относительно качественными (слабо искаженными) изображениями, поскольку характерным для вейвлетов является выделение существенных особенностей изображения. Тем не менее, многие современные видеодатчики и приборы регистрации видеоданных могут дополнительно вносить в изображения спе-

Предлагается новый метод комплексирования зашумленных мультиспектральных изображений, основанный на анализе пространственно-ориентированных деревьев (ПОД) вейвлет-преобразования. Результирующее изображение высокого качества формируется на основе синтезированных ПОД, полученных после сравнения вейвлет-коэффициентов ПОД всех комплексированных изображений. Результаты моделирования показали преимущество предлагаемого метода по сравнению с известными подходами по критериям ПОСШ и SIMM.

цифические шумы, например геометрический шум (структурные помехи) в тепловизионных приборах, спекл-шум в радарх с синтезированной апертурой и т.п. В случае комплексирования зашумленных изображений применяемые методы должны включать дополнительные средства фильтрации. Известно несколько работ, посвященных комплексированию зашумленных изображений, например [3]. Основная проблема здесь состоит в том, что на конечного пользователя возлагается необходимость подбора оптимальных в некотором смысле значений параметров методов и алгоритмов комплексирования (таких, например, как пороги).

В работе [4] предлагается относительно эффективный подход к комплексированию зашумленных изображений с низким разрешением и/или различными спектральными характеристиками на основе вейвлет-преобразования с использованием когерентных структур. Существенным недостатком данного подхода является громоздкость вычислительных (итерационных) процедур, связанных с выделением и накоплением когерентных структур в каждом из комплексированных изображений. Кроме того, пороговая обработка вейвлет-коэффициентов, являющаяся базовой процедурой шумоподавления не только в [4], но и в других подходах [5, 6], предполагает потерю части полезной высокочастотной информации (деталей) изображения. Таким образом, возникает задача разработки нового метода комплексирования зашумленных изображений, который отличался бы относительно высоким быстродействием и исключал пороговую обработку вейвлет-коэффициентов, вносящую дополнительные (блочные) артефакты в комплексированное изображение. В настоящей статье предлагается эмпирическое решение проблемы, основанное на анализе статистических свойств т.н. пространственно-ориентированных деревьев вейвлет-преобразования.

Пространственно-ориентированные деревья (ПОД)

Для вейвлет-декомпозиции исходных изображений могут использоваться различные типы вейвлет-преобразования [5, 6], но в целях сокращения вычислительных затрат очевидным становится выбор т.н. быстрого вейвлет-преобразования (БВП), или схемы Малла. В двумерном случае БВП заключается в разложении исходного изображения по ветви аппроксимации (низкочастотная субполоса), где детали (высокочастотные субполосы) вычисляются по горизонтали, вертикали и диагонали на каждом уровне декомпозиции.

Известно, что при вейвлет-компрессии изображений с помощью некоторых алгоритмов, как например EZW, SPIHT [5, 6] используется представление исходного изображения в виде совокупности пространственно-ориентированных деревьев (ПОД). В таком представлении все коэффициенты вейвлет-декомпозиции упорядочиваются в виде ПОД, корнями которых являются точки аппроксимации самой низкочастотной субполосы. Корневая точка, соответствующая масштабирующей функции, имеет три потомка. Все другие точки-родители, соответствующие выбранному вейвлету, имеют по четыре потомка. Точки последнего уровня (листья) потомков не имеют. На рис. 1а показана структура связей «родитель-потомки» для трехуровневого БВП ($Q = 3$), где число субполос будет равно $3Q + 1$. В алгоритмах EZW, SPIHT последовательно просматриваются узлы дерева от родителей к потомкам, причем на основании выставленного порога принимается решение о необходимости кодирования потомков данного узла. Если значение вейвлет-коэффициента в ПОД окажется ниже порога (нулевая зона), то он считается незначимым («подрезается ветвь»), а при декодировании заменяется нулем (грубое пороговое отсечение вейвлет-коэффициентов). Последовательность просмотра узлов ПОД строится рекурсивным зигзагом от родителей к потомкам (рис. 1б). Значимые вейвлет-коэффициенты скалярно равномерно квантуются, а затем статистически кодируются [5].

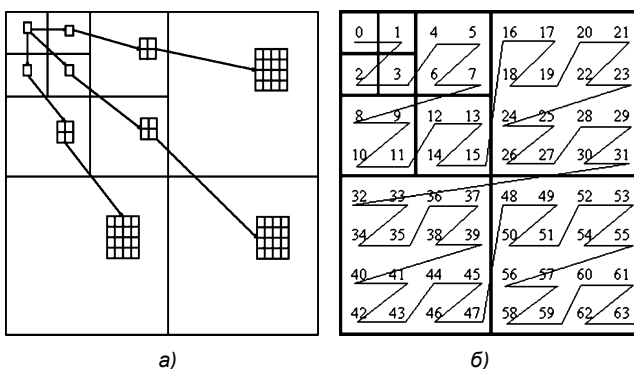


Рис. 1. а) структура ПОД; б) порядок обработки ПОД

Любое неискаженное изображение представимо в виде совокупности кусочно-регулярных структур, то есть участков с однородной текстурой (где интенсивность точек изображения примерно одинакова). В этом случае вейвлет-коэффициенты любого ПОД имеют относительно плавный спад (без резких скачков, выбросов). Внесение дополнительных искажений видеодатчиками в реги-

стрируемое изображение, рассматриваемых как аддитивный или мультипликативный шум на входе БВП и как аддитивный шум на уровне вейвлет-преобразования, приводит к разрушению кусочно-регулярных структур изображения и плавного характера спада вейвлет-коэффициентов ПОД. Подрезание ветвей, принятое при компрессии неискаженных изображений, аналогично пороговой обработке вейвлет-коэффициентов, применяемой в случае фильтрации зашумленных изображений.

Комплексирование на основе ПОД

Пусть имеется L зашумленных изображений одной и той же сцены, которые получены видеодатчиками в разных спектральных диапазонах и которые формируют библиотеку исходных изображений $\Lambda = \{Y^1, Y^2, \dots, Y^L\}$. Чтобы снизить вычислительные затраты, каждое изображение декомпозируется с помощью единственного вейвлет-базиса, выбранного конечным пользователем из имеющейся у него библиотеки вейвлет-базисов. Выбор подходящего вейвлет-базиса может быть сделан посредством различных функций стоимости, например, используя оценку коэффициента корреляции между входным изображением Y^i , $i = 1, \dots, L$, и любым вейвлет-базисом из библиотеки базисов [5]. Поскольку входные изображения содержат одну и ту же сцену, то один и тот же вейвлет-базис может быть выбран для всех изображений. Такая ситуация происходит, если количество изображений в библиотеке Λ относительно небольшое, например $L = 2, 3$, и/или изображения получены видеодатчиками, работающими в соседних участках спектра.

Для каждого из изображений, участвующих в комплексировании, будет свое множество ПОД, отличающихся разбросом вейвлет-коэффициентов в зависимости от величины среднеквадратического отклонения (СКО) и закона распределения шума. На рис. 2а показано поведение нормализованных вейвлет-коэффициентов w_i , $i = 1, \dots, 64$, для трехуровневого БВП (т.е. $Q = 3$), одного из 4096 ПОД с номером 10 для тестового изображения размером 512×512 при отсутствии шума (кривая 1) и при его наличии с различными СКО для аддитивного гауссовского шума (кривая 2), мультипликативного с экспоненциальным законом распределения (спекл-шум) (кривая 3) и импульсным шумом (кривая 4).

Нормализация вейвлет-коэффициентов проводится путем деления всех вейвлет-коэффициентов ПОД на величину его корневого узла, то есть на первый элемент ПОД (вейвлет-коэффициент аппроксимации). Нормализация приводит к устранению сигнальной зависимости в случайном процессе, что позволяет анализировать вейвлет-коэффициенты ПОД независимо от уровня и субполосы вейвлет-декомпозиции изображения.

Из рис. 2а видно, что отклонения кривых спада вейвлет-коэффициентов ПОД зашумленных изображений от «идеальной» кривой, соответствующей неискаженному изображению, носят хаотический характер, который особенно сильно проявляется в области расположения «высокочастотных» вейвлет-коэффициентов, отвечающих за детали изображения. Необходимо отметить, что традиционное «правило отбора максимума» здесь не

работает; наоборот, для сохранения деталей в восстанавливаемом (комплексированном) изображении в области вейвлет-коэффициентов с малыми амплитудами желательно оставлять те вейвлет-коэффициенты, которые ближе к «идеальной» кривой. С другой стороны, пороговая обработка, приводящая к обнулению «высокочастотных» вейвлет-коэффициентов, уничтожает полезный контент, хранящийся в них. Кроме того, выставление высоких пороговых уровней приводит к появлению блочных артефактов на восстанавливаемом изображении.

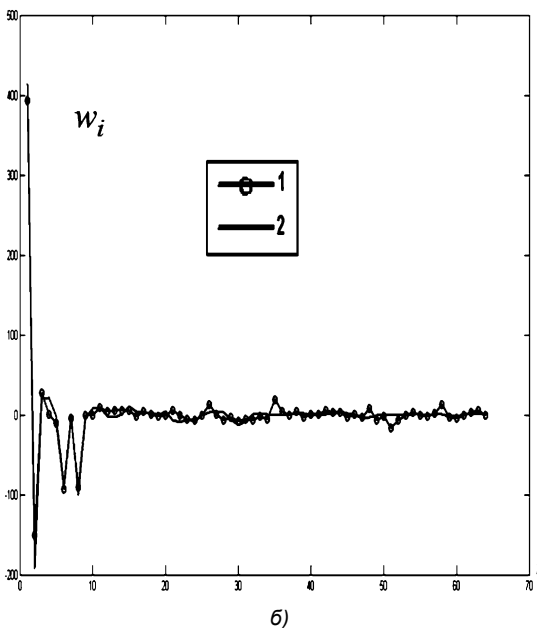
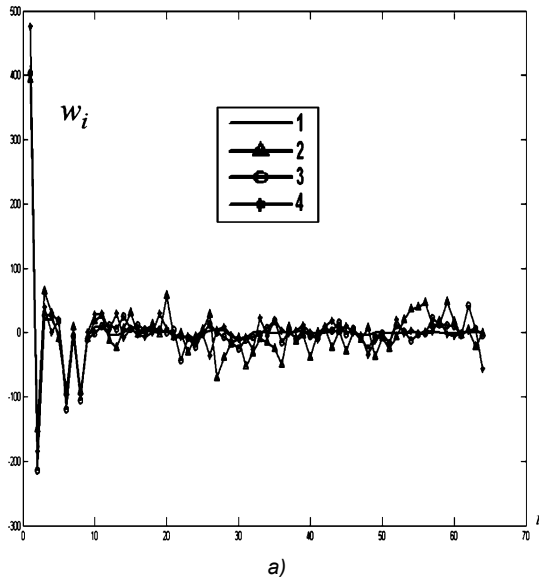


Рис.2. а) поведение нормализованных вейвлет-коэффициентов ПОД для тестового изображения при отсутствии шума (1) и при его наличии (2 – 4); б) поведение вейвлет-коэффициентов ПОД оригинального (1) и комплексированного (2) изображений

При этом необходимо принять во внимание тот факт, что вейвлет-коэффициенты верхнего уровня декомпозиции являются обычно большими по величине, поскольку именно сюда происходит «перекачка» энергии сигнала при вейвлет-преобразовании, следовательно, отношение сигнал-шум в них будет относительно большим. То-

гда для таких вейвлет-коэффициентов нужна собственная обработка с целью подавления воздействия шумов. Для ускорения обработки предлагается использовать в качестве оценки среднее арифметическое, вычисленное по соответствующим вейвлет-коэффициентам ПОД всех изображений, участвующих в комплексировании.

Таким образом, предлагаемый метод комплексирования зашумленных изображений носит эмпирический характер и является попыткой найти компромисс между противоречивыми требованиями, что приводит к следующему алгоритму обработки.

1. Вычислить быстрое вейвлет-преобразование зашумленных мультиспектральных изображений, подвергающихся комплексированию, в одном вейвлет-базисе при заданном числе уровней (не менее трех).

2. Преобразовать массивы вейвлет-коэффициентов в виде множеств векторов ПОД:

$$ПОД^{\iota}(j, k), \quad \iota = 1, \dots, L, \quad j = \overline{1, N}, \quad k = \overline{1, K},$$

где N – количество ПОД изображения, K – число вейвлет-коэффициентов, образующих одно ПОД; например, для изображения размером 512×512 при $Q = 3$ будет $N = 4096$, $K = 64$.

3. Сформировать вектор максимальных по амплитуде первых вейвлет-коэффициентов из всех ПОД, принадлежащих разным изображениям:

$$P = \max_{\iota} \{ ПОД^{\iota}(j, 1) \}, \quad j = \overline{1, N}, \quad \iota = 1, \dots, L.$$

4. Провести нормализацию вейвлет-коэффициентов ПОД.

5. Выполнить усреднение вейвлет-коэффициентов ПОД, принадлежащих верхнему уровню декомпозиции. Например, для случая трехуровневого вейвлет-преобразования это будут первые четыре коэффициента ПОД.

6. Выполнить поиск минимальных по амплитуде вейвлет-коэффициентов из оставшихся путем применения операции поэлементного сравнения всех соответствующих ПОД из множеств ПОД.

7. Сформировать множество ПОД из найденных вейвлет-коэффициентов с минимальной амплитудой с учетом знаков, а также результатов шага 5.

8. Провести «денормализацию», то есть умножить массив вейвлет-коэффициентов ПОД на вектор P , найденный на шаге 3.

9. Выполнить обратное преобразование полученного множества ПОД в массив вейвлет-коэффициентов.

10. Выполнить обратное вейвлет-преобразование над новым массивом вейвлет-коэффициентов и сформировать комплексированное изображение.

Результат работы предложенного алгоритма для ПОД с номером 10 тестового изображения показан на рис. 2б. Из рисунка видно, что удается «синтезировать» кривую спада вейвлет-коэффициентов ПОД комплексированного изображения, незначительно отклоняющуюся от кривой спада вейвлет-коэффициентов ПОД неискаженного изображения. Следовательно, можно ожидать значительного ослабления действия шумов и отсутствия блочных артефактов на комплексированном изображении.

Результаты моделирования

Для проверки эффективности предложенного метода и алгоритма комплексирования зашумленных мультиспектральных изображений было проведено статистическое моделирование на ЭВМ для различных тестовых и реальных мультиспектральных изображений. В данной статье результаты моделирования представлены только для одного тестового изображения (рис. 3а), которое для получения зашумленных изображений было искажено аддитивным гауссовским (нормально-распределенным) шумом с нулевым средним (рис. 3б), мультипликативным шумом с экспоненциальной плотностью вероятности (спекл-шум) и импульсным шумом (рис. 3в). Дисперсия шума менялась в ходе эксперимента. Комплексированное изображение представлено на рис. 3г.

Для оригинального (неискаженного), искаженных и комплексированного изображений рассчитывались оценки критериев качества пикового отношения сигнал-шум (ПОСШ) и индекса структурного сходства SSIM. Из представленных рисунков видно, что, как и ожидалось, наблюдается значительное снижение шума на комплексированном изображении, причем детали изображения сохраняют относительную четкость, что свидетельствует об отсутствии блочных артефактов на изображении.

Представленные в табл. 1 оценки критериев ПОСШ и SSIM доказывают эффективность предложенного метода комплексирования зашумленных мультиспектральных изображений.

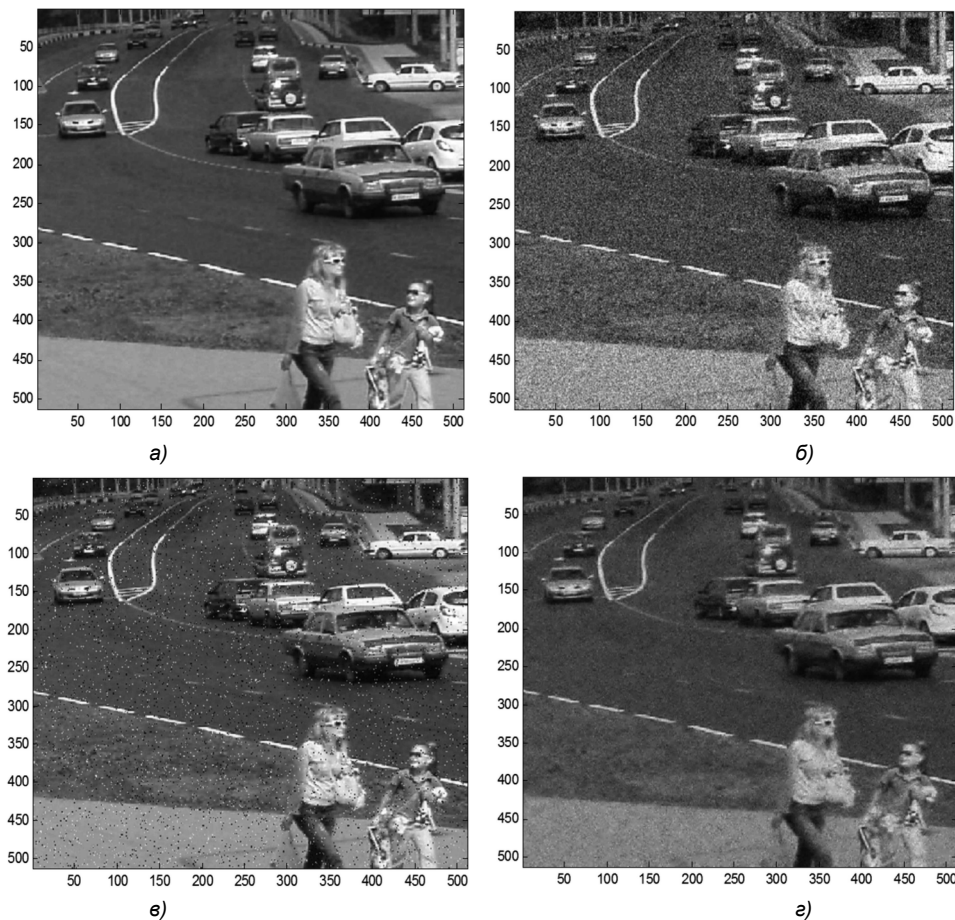


Рис.3. Результаты моделирования: а) оригинал (неискаженное) изображение; б) искаженное аддитивным гауссовским шумом; в) искаженное импульсным шумом; г) комплексированное изображения

Для сравнения таблица также содержит оценки данных критериев для изображений, полученных с помощью усреднения зашумленных изображений и применением вышеописанной схемы комплексирования, использующей «правило отбора максимума». Из таблицы видно, что при интенсивных шумах простое усреднение зашумленных изображений не работает, а метод с отбором максимальных по амплитуде вейвлет-коэффициентов не только проигрывает по данным критериям предложенному методу, но и не улучшает общее качество комплексированного изображения.

Таблица 1

Изображение	ПОСШ, дБ	SSIM
Искаженное аддитивным гауссовским шумом	20,0825	0,759
Искаженное мультипликативным экспоненциальным шумом	20,0086	0,738
Искаженное импульсным шумом	18,541	0,688
Комплексированное усреднением	6,0385	0,483
Комплексированное по «правилу отбора максимума»	16,185	0,631
Комплексированное предложенным методом	26,64	0,891

На рис. 4 и 5 показаны зашумленное видеоизображение и ИК-изображение одной и той же сцены соответственно, нормированная кросс-корреляция которых равна 0,554. Комплексированное изображение приведено на рис. 6.

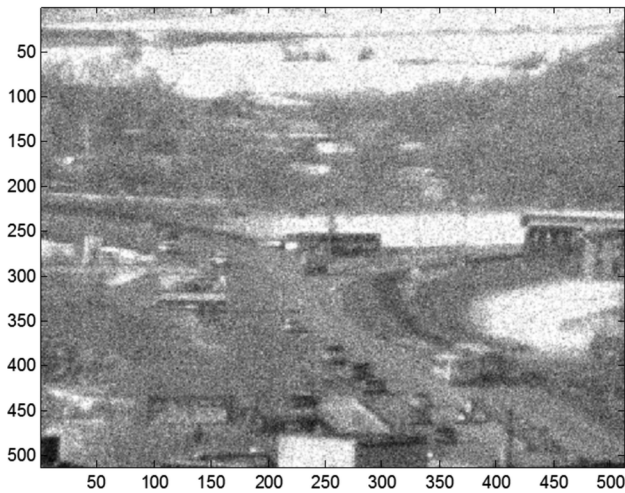


Рис.4. Зашумленное видеоизображение

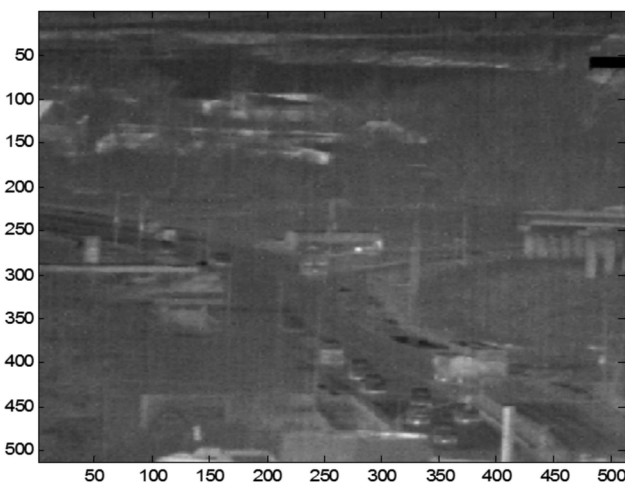


Рис.5. Тепловизионное изображение



Рис.6. Комплексированное изображение

Из рис. 6 видно, что даже при относительно плохом соответствии изображений, предложенный метод комплексирования обеспечивает повышение отношения сигнал-шум, а также улучшает субъективное воспри-

ятие сцены. Проведенные исследования также показали, что использование комплексированного изображения обеспечивает более стабильную работу корреляционно-экстремальных алгоритмов по обнаружению, выделению и сопровождению объектов.

Заключение

В работе содержится описание нового эффективного метода комплексирования на основе зашумленных мультиспектральных изображений анализа пространственно-ориентированных деревьев вейвлет-преобразования. Предлагаемый метод отличается относительно высоким быстродействием, поскольку не содержит рутинных вычислительных процедур, а также отсутствием пороговой обработки вейвлет-коэффициентов, что позволяет избежать появления блочных артефактов на комплексированном изображении.

Данная работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009-2013 годы», номер контракта 16.740.11.0086.

Литература

1. Image Fusion: Algorithms and Applications / Ed. Tania Stathaki. Academic Press, 2008.
2. Rockinger, O. and Fechner, T. Pixel-level image fusion: The case of image sequences. SPIE Proceeding, vol.3374, 1998. pp.378–388.
3. Burt, P. and Kolczynski, R. Enhanced image capture through fusion. Proceedings of 4th Intl. Conference on Computer Vision, Berlin, 1993. pp.173–182.
4. Бехтин Ю.С. Комплексирование зашумленных мультиспектральных изображений поиском когерентных структур // Известия ЮЗГУ, сер. «Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение», № 1, 2011. С.53-59.
5. С.Малла. Вейвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005.
6. Р.Гонсалес, Р.Вудс. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006.

WAVELET-BASED FUSION OF NOISY MULTISPECTRAL IMAGES USING STRUCTURE-ORIENTED TREES

Bekhtin Y.S.

A new method for fusion of noisy multispectral images based on structure-oriented trees (SOTs) analysis is suggested. The fused image is formed using synthesized SOTs obtained by logical comparing of SOTs for all of fusing images. The results of modeling have shown the advantage of the proposed fusion method in comparing with well-known fusion procedures under PSNR and SSIM criteria.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕХМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В БОРТОВЫХ СИСТЕМАХ ВИДЕНИЯ

Клочко В.К., д.т.н., профессор Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: KlochkoVK@mail.ru

Ключевые слова: радиолокация, радиотеплолокация, трехмерные изображения, разрешающая способность.

Введение

Современные бортовые пассивные или активные системы наблюдения за наземными объектами при маловысотном полете летательных аппаратов (ЛА) представляют собой многофункциональные комплексы, позволяющие наблюдать за наземной обстановкой и осуществлять ориентацию на местности независимо от времени суток и метеоусловий. Измерительными датчиками таких систем являются антенны или антенные решетки (АР) [1], принимающие радиолокационный (РЛ) или радиотеплолокационный сигнал (РТЛ) в радиолокационном диапазоне длин волн. Результатом алгоритмической обработки принятых сигналов является плоское (двумерное) изображение участка земной поверхности и объектов на поверхности. Однако все возрастающее требование повышения безопасности маловысотных полетов ЛА диктует необходимость измерения высоты рельефа местности и формирования трехмерных изображений высотных объектов по курсу полета ЛА в реальном времени. С задачей получения трехмерных изображений в РЛ и РТЛ системах (РЛС, РТЛС) тесно связана задача повышения разрешающей способности этих систем по угловым координатам [2].

Цель работы – разработка математических методов и алгоритмов формирования трехмерных изображений и повышения разрешающей способности антенны по угловым координатам на базе бортовых РЛС и РТЛС.

Формирование трехмерных изображений в доплеровских РЛС

В РЛС с синтезированной апертурой антенны традиционно получают двумерные изображения земной поверхности в координатах азимут-дальность (или доплеровская частота-дальность) при боковом и переднебоковом обзорах. В режиме доплеровского «обужения луча» [3] система наблюдения представляет собой бортовую моноимпульсную доплеровскую РЛС, работающую в миллиметровом диапазоне в режиме излучения с низкочастотным повторением, совмещенную с бортовым компьютером и навигационными датчиками. Носитель РЛС совершает маловысотный полет на постоянной высоте h с постоянной скоростью v . РЛС работает в режиме передне-бокового обзора, и неоднозначность наблюдений, свойственная режиму переднего обзора, отсутствует.

Предложены методы и алгоритм формирования трехмерных изображений земной поверхности и объектов на поверхности по данным наблюдения бортовой радиолокационной и радиотеплолокационной станций.

В текущий дискретный μ -й момент времени обзора t_μ , привязанный к моменту приема отраженного сигнала, РЛС находится в самолетной системе координат O_c, x_c, y_c, z_c . За начало координат принимается точка O_c центра масс самолета, ось $O_c x_c$ направлена вперед по оси самолета, ось $O_c y_c$ лежит в плоскости левого крыла. Одновременно рассматривается сферическая система координат O_c, r, φ, θ , где r – дальность; φ – азимут; θ – угол места, отсчитываемый от горизонтальной плоскости O_c, x_c, y_c . В режиме сканирования луча направляющий вектор \vec{a} центра антенны занимает ряд фиксированных положений \vec{a}_{kl} по азимуту и углу места, как показано на рис. 1а.

Угловые координаты φ, θ диаграммы направленности антенны (ДНА) составляют $\varphi_0 \pm \Delta\varphi/2$ и $\theta_0 \pm \Delta\theta/2$, где $\Delta\varphi$ и $\Delta\theta$ – размеры ДНА по азимуту и углу места на уровне 0,5 мощности. По времени задержки отраженного сигнала на промежутке времени, соответствующем дальности r , формируется элемент разрешения по дальности размером $\Delta r: r \pm \Delta r/2$.

Элемент разрешения антенны образуется пересечением конической поверхности ДНА с вершиной в точке O_c и двух сферических поверхностей постоянного уровня дальности с центром в той же точке O_c .

Вводятся обозначения: α_j – угол между вектором путевой скорости \vec{v} и образующей конуса j -й проекции скорости $v_j = v \cdot \cos \alpha_j$; f_j – доплеровская частота, соответствующая v_j и вычисляемая как разность частот f_2 принимаемого и f_1 передаваемого сигналов в j -м направлении:

$$f_j = f_2 - f_1 = -\frac{2}{\lambda} \cdot \frac{dr}{dt} = \frac{2}{\lambda} v_j = \frac{2v}{\lambda} \cdot \cos \alpha_j, \quad (1)$$

где λ – длина волны несущей; dr/dt – отрицательная скорость уменьшения расстояния между РЛС и поверхностью в j -м направлении. Приращение частоты Δf_j связано с малым приращением угла $\Delta \alpha_j = \alpha_{j+1} - \alpha_j$:

$$\begin{aligned} \Delta f_j &= f_{j+1} - f_j = \frac{2v}{\lambda} (\cos \alpha_{j+1} - \cos \alpha_j) = \\ &= -\frac{2v}{\lambda} 2 \sin \frac{\alpha_j + \alpha_{j+1}}{2} \sin \frac{\Delta \alpha_j}{2} \approx -\frac{2v}{\lambda} \Delta \alpha_j \sin \alpha_j \end{aligned}$$

С учетом ускорения формула (1) усложняется:

$$f_j = f_2 - f_1 = -\frac{2}{\lambda} \cdot \left(\frac{dr}{dt} + \frac{d^2r}{dt^2} t \right) = \frac{2v}{\lambda} \cdot \cos \alpha_j - \frac{2v^2 \sin^2 \alpha_j}{\lambda \cdot r} t \quad (2)$$

Наличие доплеровских узкополосных фильтров с геометрической точки зрения означает рассечение элемента разрешения антенны рядом конических поверхностей постоянного уровня доплеровской частоты f_j ($j = 1, 2, \dots$) с вершиной в точке O_c и осью симметрии, совпадающей с вектором путевой скорости \vec{v} . В результате образуются узкие пространственно-протяженные по угловым координатам элементы доплеровской частоты.

Выводится уравнение линии j -й доплеровской частоты [4]:

$$\cos \varphi \cos \theta = \cos \alpha_j \quad (3)$$

Уравнение (3) в сочетании с моноимпульсным методом измерения угловых координат используется для формирования трехмерного изображения следующим образом. При данном положении ДНА сигнал $s(t)$, принятый одновременно в Q измерительных каналах РЛС: $s_q(t)$, $q = \overline{1, Q}$, селектируется в i -х элементах разрешения по дальности: $s_q(t_i)$, $i = \overline{1, I}$, где I – число таких элементов. В каждом i -м элементе дальности сигнал $s_q(t_i)$ селектируется по доплеровской частоте f_j в j -х узкополосных фильтрах и определяется амплитуда (модуль) $U_q(i, j)$ комплексной огибающей сигнала $\dot{u}_q(t_i, j)$ в каждом j -м фильтре ($j = \overline{1, J}$). При этом последовательность j -х элементов разрешения по частоте ставится в соответствие последовательности j -х элементов разрешения по углу α_j в соответствии с формулой (1) или (2). Для тех j -х фильтров, в которых амплитуда $U_q(i, j)$, $q = \overline{1, Q}$, превышает порог обнаружения (соответствует отражению от одного или большего числа элементов поверхности или высотных объектов), по совокупности q -х сигналов $\dot{u}_q(t_i, j)$ моноимпульсным методом с учетом (3) измеряются в самолетной системе координат значения азимута φ или угла места θ точечных отражателей,

находящегося на линии j -го элемента разрешения в i -м элементе дальности.

Операции повторяются для всех значений i, j . В результате определяются угловые координаты всех точечных отражателей на j -х линиях доплеровской частоты в зоне обзора РЛС, и формируется трехмерное изображение рельефа поверхности на момент времени t_μ в виде матриц амплитуд U и углов места Θ . Для удобства индикации матрицы U и Θ могут пересчитываться в матрицу амплитуд $U(i_1, j_1)$ и матрицу $H(i_1, j_1)$ высот в элементах дискретизации прямоугольной системы координат.

На рис.1а и 1б показано рассечение элемента разрешения доплеровской частоты на более мелкие части за счет использования моноимпульсного метода измерения угловых координат в режимах построчного (а) и выборочного (б) обзора. При этом требуемое совмещение кадров изображения, полученных в отдельные моменты времени t_μ , достигается пересчетом координат на текущий момент времени t_μ с учетом параметров движения носителя РЛС.

Трудность практического применения метода заключается в согласовании систем измерения: угловых координат, доплеровской частоты и наземных координат.

Формирование трехмерных изображений в режиме реального луча

Некритичным к нестабильности полета ЛА, а также позволяющим получать изображение по курсу полета (передний обзор) является режим реального луча (РЛ) в РЛС. При работе бортовой РЛС в режиме РЛ многоканальная антенная система, представляющая в общем случае $Q \times K$ -плоскую решетку приемных элементов, сканирует зону обзора, смещаясь построчно по азимуту (по j) и углу места (по i) на заданное число элементов дискретизации. Ширина ДНА каждого приемного канала АР составляет $N = 2n + 1$ элементов дискретизации по азимуту и $M = 2m + 1$ элементов по углу места. При i, j -м положении антенны модель комплексной огибающей $\dot{S}_{qk}(t, i, j)$ отраженного сигнала на промежутке времени $[t, t + \Delta t]$, соответствующем элементу разрешения дальности, на выходе фильтров низких частот квадратурных каналов фазового детектирования q, k -го приемного канала имеет вид:

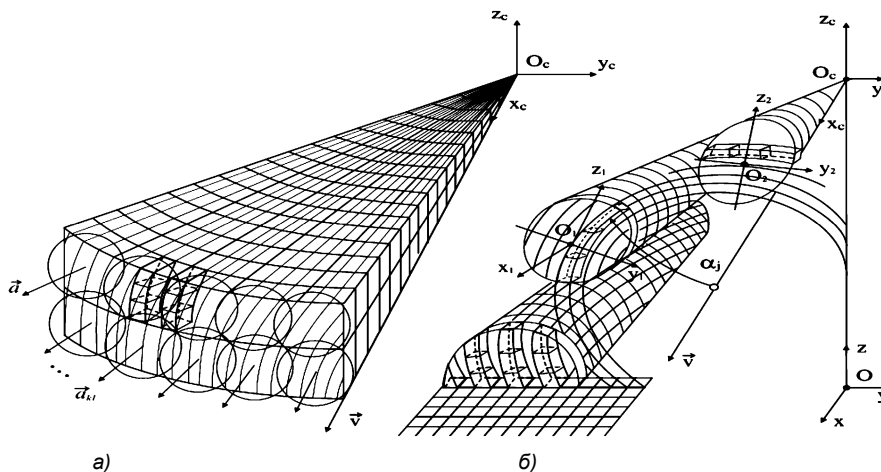
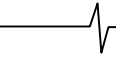


Рис.1. Формирование элементов разрешения доплеровской частоты



$$\begin{aligned} \dot{s}_{qk}(t, i, j) &= \\ &= \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \dot{g}_{qk}(i_1, j_1) \cdot \dot{u}_{qk}(t, i+i_1, j+j_1) + \dot{p}_{qk}(t, i, j) \quad (4) \\ q &= \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}, i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J}. \end{aligned}$$

В (4): $\dot{s}_{qk}(t, i, j) = S_{qk}(t, i, j) e^{-i\psi_{qk}(t, i, j)}$ – сигнал в квадратурных каналах фазового детектирования с измеряемыми амплитудой $S_{qk}(t, i, j)$ и фазой $\psi_{qk}(t, i, j)$, где символ i в показателе степени обозначает мнимую единицу; $\dot{g}_{qk}(i, j) = a_{qk}(i, j) e^{i\theta_{qk}(i, j)}$ – нормированные комплексные коэффициенты ДНА q, k -го канала; $\dot{u}_{qk}(t, i, j) = U(t, i, j) e^{-i[\varphi(t, i, j) + \gamma_{qk}(i, j)]}$ – полезная составляющая сигнала с амплитудой $U(t, i, j)$, несущей информацию о поле отражения, и случайной фазой $\varphi(t, i, j) = \varphi_0(t, i, j) + \varepsilon(t, i, j)$, которая разделяется на составляющую φ_0 , связанную с отражением сигнала от объекта или поверхности, и случайную составляющую ε , равномерно распределенную на промежутке времени селекции по дальности; $\gamma_{qk}(i, j)$ – известный фазовый сдвиг при приеме отраженного сигнала с i, j -го углового направления q, k -м приемным элементом по отношению к фазовому центру АР; $\dot{p}_{qk}(t, i, j) = \xi_{qk}(t, i, j) + i\eta_{qk}(t, i, j)$ – помеха типа комплексного белого шума, действительная и мнимая часть которого распределены по нормальному закону: $\xi, \eta \in N(0, \sigma_p^2)$.

Модель (4) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \dot{s}_{qk}(t, i, j) &= \\ &= \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \dot{\alpha}_{qk}(i_1, j_1) \cdot \dot{x}(t, i+i_1, j+j_1) + \dot{p}_{qk}(t, i, j) \quad (5) \\ \dot{\alpha}_{qk}(i, j) &= a_{qk}(i, j) e^{i(\theta_{qk}(i, j) - \gamma_{qk}(i, j))}, \\ \dot{x}(t, i, j) &= U(t, i, j) e^{-i\varphi(t, i, j)}, \end{aligned}$$

где $\dot{x}(t, i, j)$ – комплексный сигнал, подлежащий оцениванию, модулем которого является искомая амплитуда сигнала отражения $U(t, i, j)$; $\dot{\alpha}_{qk}(i, j)$ – комплексные коэффициенты, описывающие свойство q, k -го канала.

Матрично-векторная форма (5):

$$Y = A \cdot X + P, \quad (6)$$

где Y – QK-вектор-столбец комплексных измерений $\dot{s}_{qk}(t, i, j)$, взятых по совокупности q, k при i, j -м положении антенны ($q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}$); A – QKxMN – матрица комплексных коэффициентов $\dot{\alpha}_{qk}(i, j)$; X – MN – вектор-столбец искомых комплексных параметров поля отражения $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$, взятых построчно по i_1, j_1 ($i_1 = \overline{-m, m}, j_1 = \overline{-n, n}$); P – QK – вектор-столбец комплексных помех.

Задача с позиции модели (6) заключается в поиске наилучших в определенном смысле оценок составляю-

щих \dot{x} вектора X (восстановлении X), модуль которых дает оценки искомых амплитуд $U(t, i+i_1, j+j_1)$ поля отражения в i_1, j_1 -х элементах дискретизации. Оптимальные оценки вектора X при отсутствии статистической информации относительно X и P находятся по критерию минимума квадрата евклидовой нормы

$$\|Y - AX\|^2 = (Y - AX)^{*T} \cdot (Y - AX), \quad (7)$$

где $*T$ – символ комплексного сопряжения и транспонирования, с учетом процедур регуляризации [5].

В качестве оценок амплитуд поля отражения берутся модули элементов вектора X , которые построчно располагаются в составе $(2m+1) \times (2n+1)$ -матрицы $\hat{U}(i, j)$ с элементами $\hat{u}(i_1, j_1), i_1 = \overline{-m, m}, j_1 = \overline{-n, n}$. Матрица $\hat{U}(i, j)$ представляет восстановленное в пределах ширины ДНА при i, j -м положении антенны амплитудное изображение наземной или воздушной обстановки с повышенной в несколько раз разрешающей способностью по углам. На множестве i, j -х положений антенны, смещенных относительно друг друга на ширину ДН, операции повторяются. Полученные матрицы $\hat{U}(i, j)$ помещаются в состав блочной матрицы \hat{U} , представляющей восстановленное амплитудное изображение обстановки в зоне обзора РЛС.

При сканировании антенны с шагом, меньшим ширины ДНА, используется соответственно меньшее число элементов вектора оценок X , угловые координаты которых находятся ближе к фазовому центру антенны. Точность оценивания при этом увеличивается (за счет выбора центральных элементов), а быстродействие алгоритма восстановления РИ уменьшается (из-за увеличения числа шагов). При сканировании с шагом, равным элементу дискретизации по угловым координатам, выражение (5) можно рассматривать как свертку и представить (5) в частотной области (n_1, n_2) в виде алгебраического уравнения относительно неизвестного X [6]:

$$Y(n_1, n_2) = A(n_1, n_2) \cdot X(n_1, n_2) + P(n_1, n_2),$$

где Y, A, X и P – образы двумерного дискретного преобразования Фурье в данном канале. После определения X осуществляется обратный переход в пространственную область.

Если аппроксимировать коэффициенты ДНА в виде функции, разделяющейся по переменным: $\dot{\alpha}_{qk}(i, j) = \dot{\alpha}_q(i) \dot{b}_k(j)$, то вместо (5) получается

$$\begin{aligned} \dot{s}_{qk}(t, i, j) &= \\ &= \sum_{i_1=-m}^m \dot{\alpha}_q(i_1) \sum_{j_1=-n}^n \dot{x}(t, i+i_1, j+j_1) \cdot \dot{b}_k(j_1) + \dot{p}_{qk}(t, i, j) \quad (8) \end{aligned}$$

что позволяет представить совокупность измерений (8), полученных в QK каналах ($q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}$) при i, j -м положении антенны, в матричной форме:

$$Y = A \cdot X \cdot B + P, \quad (9)$$

где Y – QxK-матрица q, k -х измерений $\dot{s}_{qk}(t, i, j)$, распо-

ложенных в q -х строках и k -х столбцах; A – $Q \times M$ -матрица q , i -х коэффициентов $\hat{a}_q(i_1)$; X – $M \times N$ -матрица i_1, j_1 -х искомым параметров поля отражения $\hat{x}(t, i + i_1, j + j_1)$; B – $N \times K$ -матрица j_1, k -х коэффициентов $\hat{b}_k(j_1)$; P – $Q \times K$ -матрица q, k -х помех $\hat{p}_{qk}(t, i, j)$.

Поиск оптимальной оценки X искомой матрицы X подчиняется условию, аналогичному минимуму (7):

$$\begin{aligned} \text{tr}[F(\hat{X})] &= \text{tr}[(Y - A\hat{X}B)^{*T} \times (Y - A\hat{X}B)] = \\ &= \text{tr}[(Y - \hat{Y})^{*T} \cdot (Y - \hat{Y})] = \text{tr}[\Delta Y^{*T} \cdot \Delta Y] \rightarrow \min_{\hat{X}} \end{aligned} \quad (10)$$

где $\text{tr}[F]$ – след матрицы F ; $F = F(\Delta \hat{Y}(\hat{X}))$ – $K \times K$ – матричная сложная функция \hat{X} . Матрица $\Delta Y = Y - \hat{Y}$ в (10), зависящая от \hat{X} , представляет отклонения измерений Y относительно оценок измерений $\hat{Y} = A\hat{X}B$, восстановленных на основе \hat{X} .

След матрицы F равен сумме квадратов отклонения измерений всех каналов от их восстановленных значений. Модели (6), (9) применимы как в активных РЛС, так и в пассивных сканирующих многоканальных РТЛС. Матричная форма позволяет значительно уменьшить количество вычислительных операций при формировании и обращении матриц по сравнению с векторной формой [5].

На рис. 2а дано изображение участка поверхности, получаемое при сканировании на ширину ДНА. На рис. 2б – изображение при сканировании со смещением на один элемент дискретизации (смазывание изображения). На рис. 2в – восстановленное изображение с помощью алгоритма.

Совокупность двумерных изображений, полученных в координатах угол места – азимут в различных t -х элементах разрешения дальности, образует трехмерное РЛ-изображение.

Формирование трехмерных изображений в РТЛС

В пассивных бортовых РТЛС радиолокационного диапазона проблема повышения разрешающей способ-

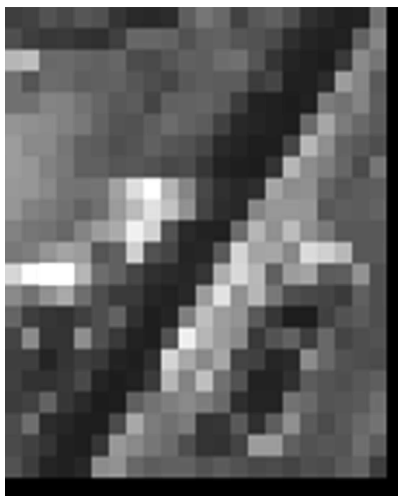
ности по угловым координатам стоит острее, чем в РЛС. Кроме того, отсутствие измерений дальности не позволяет получить трехмерное изображение при одном положении антенны. Требуется последовательность наблюдений, полученных при облете контролируемого участка поверхности, либо наличие нескольких антенн, разнесенных в пространстве (позиционирование).

В отличие от РЛС в РТЛС двумерное изображение в координатах «угол места–азимут» получается усреднением по времени наблюдения при приеме излученного сигнала. Система наблюдения представляет собой бортовую РТЛС, работающую в миллиметровом или сантиметровом диапазонах длин волн [7], совмещенную с бортовым компьютером и навигационными датчиками. Антенна РТЛС в общем случае выполнена в виде АР. Положение антенны в момент времени t_1 рассматривается в прямоугольной системе координат $O_1X_1Y_1Z_1$, а в момент t_2 – в системе $O_2X_2Y_2Z_2$, которые расположены определенным образом относительно самолетной системы. Оси O_1Z_1 и O_2Z_2 перпендикулярны плоскости антенны (рис.3).

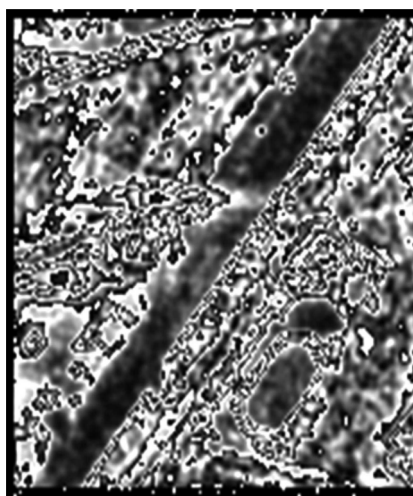
При движении объекта носителя РТЛС на промежутке $[t_1, t_2]$ осуществляется поворот осей O_1X_1, O_1Y_1 и O_1Z_1 на углы α, β, γ (тангаж, крен, курс), а точка O_1 получает приращения параллельного переноса $\Delta x, \Delta y, \Delta z$. Величины α, β, γ и $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ измеряются с помощью бортовой навигатора.

Рассматривается геометрический подход [8] к измерению наклонной дальности до элементов поверхности с помощью движущейся по траектории облета контролируемого участка поверхности РТЛС. Пусть в момент времени t_1 из точки O_1 центра антенны в сторону точки A , расположенной на поверхности (рис.3), направлен i, j -й луч, положение которого определяется углом места θ_1 , отсчитываемым от плоскости $O_1X_1Z_1$, и азимутом φ_1 , отсчитываемым от оси O_1Z_1 . По этому лучу идет в направлении антенны i, j -я составляющая $\dot{u}(t_1, i, j)$ излучаемого сигнала. Строится единичный вектор \bar{a}_1 – орт вектора O_1A , направленный по лучу к точке A , его координаты в прямоугольной системе $O_1X_1Y_1Z_1$:

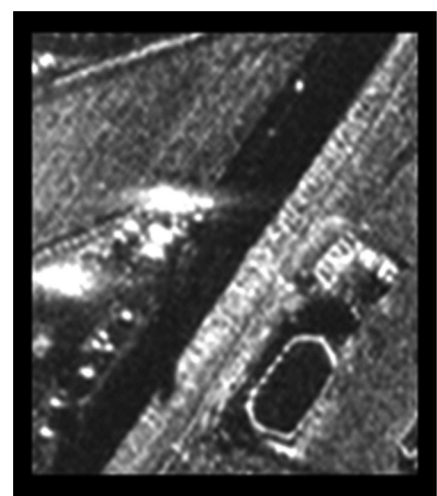
$$\bar{a}_1 = (x_1, y_1, z_1) = (\cos \theta_1 \sin \varphi_1, \sin \theta_1, \cos \theta_1 \cos \varphi_1).$$



а)



б)



в)

Рис. 2. Восстановление изображения участка поверхности

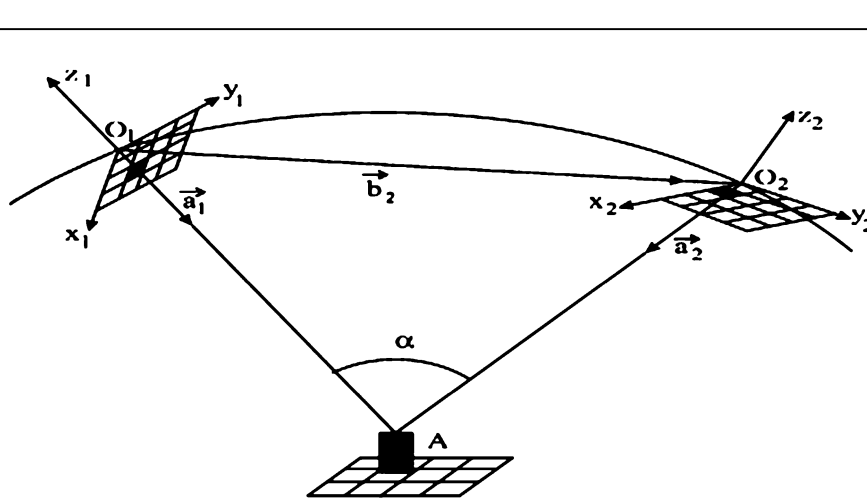


Рис.3. Наблюдение объекта в РТЛС

Пересчитываются координаты вектора \vec{a}_1 в систему координат $O_2X_2Y_2Z_2$ на момент времени t_2 в соответствии с формулами поворота осей и параллельного переноса, полагая для свободных векторов приращения параллельного переноса равными нулю: $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0$. Получается вектор $\vec{a}'_1 = (x'_2, y'_2, z'_2)$. В текущий момент t_2 в системе координат $O_2X_2Y_2Z_2$ строится вектор \vec{a}_2 – орт вектора O_2A , направленный к той же точке А на поверхности по i', j' -му лучу:

$$\vec{a}_2 = (x_2, y_2, z_2) = (\cos \theta_2 \sin \varphi_2, \sin \theta_2, \cos \theta_2 \cos \varphi_2).$$

В системе координат $O_2X_2Y_2Z_2$ рассматриваются три вектора: \vec{a}'_1 , \vec{a}_2 и вектор параллельного переноса $\vec{b}_2 = \vec{O_1O_2} = (-\Delta x, -\Delta y, -\Delta z)$. Если измерения координат векторов выполнены без ошибок, то три вектора \vec{a}'_1 , \vec{a}_2 и \vec{b}_2 оказываются в одной плоскости и на них строится треугольник AO_1O_2 , стороны которого O_1A и O_2A равны дальностям R_1 и R_2 до точки А. С помощью скалярного произведения находятся косинусы внутренних углов треугольника $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ ($\gamma_1 = \pi - \alpha_1 - \beta_1$), и по теореме синусов определяются оценки дальности $R_1(i, j)$ и $R_2(i', j')$ для соответствующих положений i, j -го и i', j' -го лучей в моменты времени t_1 и t_2 .

Для повышения точности измерения дальности используется второй подход. В каждый текущий момент времени t_μ по данным навигационной системы определяется оценка высоты наблюдателя $\hat{z}(t_\mu)$ в момент t_μ .

По известному вектору нормали к поверхности \vec{n}_μ определяется оценка дальности R_μ с помощью модуля скалярного произведения $(\vec{a}_\mu, \vec{n}_\mu)$ векторов \vec{a}_μ, \vec{n}_μ .

Алгоритм формирования трехмерного РТЛИ сводится к следующему.

1. В дискретные моменты времени $t_\mu, \mu=0,1,2,\dots,L$, формируются двумерные амплитудные изображения $\hat{U}(t_\mu, i, j)$ в координатах угол места – азимут аналогично радиолокационным изображениям в режиме РЛ.

2. Координаты x_l, y_l центра каждого i, j -го элемента матрицы $\hat{U}(t_{\mu-1}, i, j)$, $\mu=0,1,2,\dots,L$, пересчитываются в

x'_2, y'_2 на основе навигационных данных и округляются до ближайших элементов дискретизации i', j' .

3. Если i', j' попадают в поле матрицы $\hat{U}(t_\mu, i, j)$, то i, j -е амплитуды $\hat{U}(t_{\mu-1}, i, j)$ переписываются в соответствующие i', j' -е элементы экстраполированной матрицы $\hat{U}'(t_\mu, i', j')$. Установленное соответствие между i, j и i', j' запоминается. Иначе фиксируется непопадание i', j' .

4. Корреляционно-экстремальным методом, например, [9], корректируется соответствие между всеми парами i, j и i', j' . Изменения запоминаются.

5. Для каждого i', j' -го элемента матрицы $\hat{U}'(t_\mu, i', j')$, которому поставлен в соответствие i, j -й элемент матрицы $\hat{U}(t_{\mu-1}, i, j)$ устанавливаются координаты векторов $\vec{a}'_{\mu-1}, \vec{a}_\mu, \vec{b}_\mu$ и определяются оценки дальности $R_\mu(i, j)$. Одновременно с помощью оценки $\hat{z}(t_\mu)$, имеющей смысл высоты объекта-носителя РТЛС вновь вычисляется оценка дальности $R_\mu(i, j)$.

6. Операции п.п.2 – 5 повторяются в последовательности моментов $t_\mu, \mu = \overline{1, L}$. Найденные значения амплитуд $\hat{U}(t_\mu, i, j)$, дальностей $R_\mu(i, j)$ и запомненные значения углов места $\theta_\mu(i, j)$ положения i, j -го луча усредняются во времени t_μ . В результате к моменту t_L формируются усредненные матрицы U, R, Θ с элементами $\tilde{U}(i, j), R(i, j), \tilde{\theta}(i, j)$.

7. В момент t_L заполняется матрица H усредненных высот рельефа и объектов на поверхности, элементы $\tilde{h}(i, j)$ которой вычисляются по формуле:

$$\tilde{h}(i, j) = \hat{z}(t_L) - R(i, j) \sin \tilde{\theta}(i, j),$$

где $\hat{z}(t_L)$ – оценка высоты объекта-носителя РТЛС на момент t_L .

8. Найденные матрицы U и H представляют трехмерное изображение, которое с помощью алгоритмов отображения выводится на экран.

Подобный подход к формированию трехмерного изображения в РТЛС может быть использован и в оптико-электронных системах как альтернативный, если в них возникают проблемы с установкой внутренних параметров камеры (калибровкой).

Заключение

Предложены методы и алгоритмы формирования трехмерных изображений по данным наблюдения бортовой РЛС и РТЛС. Возможно комплексирование РЛС и РТЛС при получении изображений объектов [10]. Учет высоты поверхности и объектов на поверхности в системах автоматического распознавания позволяет увеличить вероятность обнаружения и распознавания высотных объектов. Результаты математического моделирования показывают, что наличие матрицы высот позволяет распознавать изображения высотных объектов с достоверностью 0,85 - 0,95 даже в тех случаях, когда разрешающая способность системы наблюдения существенно ухудшается. Предложенные методы и алгоритмы могут найти применение при разработке систем распознавания для беспилотных ЛА.

Работа производилась при поддержке Министерства образования и науки РФ (ГК № 16.740.11.0519).

Литература

1. Ключко В.К. Суперразрешение в системах наблюдения с антенной решеткой при синтезе изображения земной поверхности // Автометрия. 2011. № 1. С. 50 – 55.
2. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В.К. Ключко. Рязань: РГРТУ, 2009.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: «Радиотехника», 2005. 368 с.
4. Ключко В.К. Методы формирования трехмерных изображений поверхности в бортовых системах радиовидения // Автометрия. 2009. № 1. С. 23 - 33.

5. Ключко В.К. Восстановление радиоизображений в многоканальных сканирующих РЛС // Цифровая обработка сигналов. 2010. № 1. С. 27 – 30.

6. Ключко В.К. Алгоритм двухэтапного восстановления радиолокационных изображений // Автометрия. 2009. № 5. С. 34 - 39.

7. Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л. Суперразрешение в системах пассивного радиовидения миллиметрового диапазона // Радиотехника. 2006 № 3. С. 14 – 19.

8. Ключко В.К. Пространственно-временная обработка изображений поверхности Земли в бортовых радиотеплолокационных станциях // Радиотехника. 2010. № 1. С. 3 – 10.

9. Баблицкий В.К., Юрьев А.Н. Корреляционно-экстремальные методы навигации. М.: Радио и связь, 1982. 256 с.

10. Ключко В.К. Алгоритм комплексирования РТЛС и РЛС при получении изображений объектов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2009. № 8. С. 74 – 78.

MATHEMATICAL METHODS OF FORMATION THREE-DIMENSIONAL IMAGES OF OBJECTS IN ONBOARD SYSTEMS OF VISION

Klochko V.K.

Methods and algorithm of formation of the three-dimensional images of a terrestrial surface and objects on a surface according to supervision data of onboard radar location station (RLS) and radar thermal location station (RTLS) are offered. For RLS modification of a Doppler filtration method is given at formation of spatial elements of permit, and methods of increase of RLS resolution on angular coordinates in a mode of an actual beam are developed. For RTLS the algorithm of formation of the three-dimensional image of objects on a surface at flight by RTLS carrier of a controllable site of a surface is given.

Уважаемые коллеги!

Для тех, кто не успел оформить подписку на первое полугодие 2012 года через ОАО «Роспечать», сохраняется возможность приобретения журналов непосредственно в редакции по адресу:
107031, г. Москва, Рождественка, 6/9\20, стр. 1,
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им.
А.С. Попова, или оформить заказ в соответствии с требованиями,
выставленными на сайте журнала: www.dsps.ru.

Справки по телефонам: (495) 621-71-08, 621-06-10.

Факс: (495) 621-16-39. E-mail: rntores@mail.ru

СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТ ПО АНАЛИЗУ И ПОВЫШЕНИЮ КАЧЕСТВА КОСМИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Еремеев В.В., д.т.н., директор НИИ «Фотон» Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: foton@rsreu.ru

Ключевые слова: оценка качества изображений, радиометрическая коррекция, геодезическая привязка, комплексирование, устранение смаза на изображении.

Представлены результаты научных исследований НИИ обработки аэрокосмических изображений РГРТУ в области оценки и повышения качества данных дистанционного зондирования Земли, которые получены за последние 5 лет.

Введение

На протяжении многих лет Рязанский государственный радиотехнический университет активно ведет исследования в области создания программно-аппаратных комплексов обработки видеоинформации от систем дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) самого различного целевого назначения. Работы в данном направлении проводятся крупным научным подразделением РГРТУ – НИИ обработки аэрокосмических изображений (НИИ «Фотон»). Заказчиками НИОКР являются известные фирмы ракетно-космической отрасли, которые специализируются в области дистанционных исследований Земли. В рамках Федеральных космических программ России и международных космических проектов коллективом НИИ «Фотон» создано семейство программно-аппаратных комплексов, которые получили эффективное внедрение на российских и зарубежных Центрах приема и обработки данных ДЗЗ.

В настоящей статье не ставится задача по анализу основных результатов деятельности НИИ «Фотон», эту информацию можно получить в работе [1]. Цель статьи – это рассмотрение одного из важных направлений исследований, которое связано с повышением качества материалов космической съемки. По этой тематике сотрудниками НИИ «Фотон» опубликованы десятки научных работ, эти вопросы рассматривались в двух докторских и более чем в 20 кандидатских диссертациях. В данной статье сделана попытка обозначить проблемные вопросы, обобщить полученные результаты, выделить конструктивные элементы в принятых решениях. Более детальные сведения можно получить из цитируемых в статье научных работ. Представленные в статье результаты получены, главным образом, за последние 5 лет.

О качестве космических изображений Земли бессмысленно говорить, не определив его численные показатели. В практике ДЗЗ общепризнано, что наиболее важными показателями качества изображений являются пространственное и радиометрическое разрешение снимков и точность геодезической привязки объектов наблюдаемой сцены. В статье рассматриваются информационные технологии оценки и улучшения этих показателей.

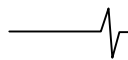
Оценка пространственного разрешения

Известные подходы к решению этой задачи основаны на анализе степени размытия изображений тест-объектов, которые специально создаются на поверхности Земли. Вместо тест-объектов делаются попытки использовать естественные объекты, содержащие резкие границы. Однако отсутствуют технологии, обеспечивающие необходимую точность решения поставленной задачи. Это связано, главным образом, с малой выборкой измерений от анализируемых объектов. В рамках космических проектов «Ресурс-ДК», «Ресурс-П», «Электро-Л», а также проектов создания систем специального назначения, разработана технология, обеспечивающая точность оценки пространственного разрешения порядка 3-4% [2-4]. В самом общем виде операционная схема технологии имеет следующий вид:

$$B \xrightarrow{O} \Phi \xrightarrow{E} X \xrightarrow{U} G \xrightarrow{P} T . \quad (1)$$

Вначале из серии изображений $B \in \{B_i(m, n), i = \overline{1, I}\}$, где $m = \overline{1, M}$ и $n = \overline{1, N}$ – номера строк и столбцов, в автоматизированном режиме с использованием оператора O отбирается множество фрагментов $\Phi \in \{\Phi_k, k = \overline{1, K}\}$, содержащих резкие яркостные перепады.

Далее, с использованием набора операций E для каждого фрагмента осуществляется высокоточное определение границ яркостных перепадов в виде набора функций $X \in \{X_k(m), k = \overline{1, K}\}$. Для этого вначале осуществляется выделение границы в каждой строке фрагмента с помощью индикатора яркостного перепада $\gamma_{kmn} = |B_{kmn}^I - B_{kmn}^{II}|$, где B_{kmn}^I и B_{kmn}^{II} – средние значения отсчетов яркости в левой и правой частях скользящей апертуры, имеющей четное число элементов $2h$. Далее положение контура уточняется до долей пикселя как «центр тяжести»: $N_{km} = \frac{\sum_{i=i_{km}-h-1}^{i_{km}+h+1} i \gamma_{kmi}}{\sum_{i=i_{km}-h-1}^{i_{km}+h+1} \gamma_{kmi}}$, где $i_{km} = \arg \max_n(\gamma_{kmi})$. На основе координат (m, N_{km}) по МНК находятся аналитические описания резких перепа-



дов $X \in \{X_k(m), k = \overline{1, K}\}$ как $X_k(m) = \sum_{i=0}^S a_{ki} m^i$. Все эти меры позволили описать границы яркостного перепада с точностью 10^{-2} пикселя.

С помощью набора операций U для всех фрагментов определяются функции рассеяния края (ФРК) и выполняется их объединение. Для произвольного k -го фрагмента ФРК находится как $G_k((n - X_k(m)) \cos \theta_k) = \Phi_k(m, n)$, где θ_k – угол наклона границы. Аргументом функции $G_k(x)$ является расстояние от пикселя до яркостного перепада, а ее значением – яркость этого пикселя. При переходе от одной строки к соседней элементы изображения приближаются или удаляются от наклонной границы на субпиксельные расстояния, чем и достигается формирование ФРК с высокой детальностью. Далее измерения ФРК от всего набора фрагментов преобразуются к единым нижнему $G_{\text{Л}}$ и верхнему $G_{\text{П}}$

$$\text{уровням яркости: } \hat{G}_k(x) = \frac{G_{\text{Л}} - G_{\text{П}}}{G_{\text{Лк}} - G_{\text{Пк}}} (G_k(x) - G_{\text{Лк}}) + G_{\text{Л}}$$

После чего $\hat{G}_k(x)$, $k = \overline{1, K}$, приводятся к единому углу границы ($\pi/2$) путем изменения масштаба по оси x в $\mu_{\theta_k} = \sqrt{1 + (b_3/a_3)^2} \text{ctg } \theta_k$ раз, где a_3 и b_3 – полуоси эллипсоидальной апертуры видеодатчика. После этого процедура объединения всех измерений в единую ФРК

$$G(x) = \bigcup_{k=1}^K \hat{G}_k(x \mu_{\theta_k}) \text{ является корректной.}$$

Частотно-контрастная характеристика (ЧКХ) $T(v)$ с учетом уровня шума на изображении и светосигнальной функции определяет пространственную разрешающую способность. ЧКХ находится с помощью набора операций P . Вначале выполняется кусочно-кубическая аппроксимация отсчетов $G(x)$ в виде $P(x) = p_0 + p_1(x - x_0) + p_2(x - x_0)^2 + p_3(x - x_0)^3$ из условия $\sum_i [P(x_i) - G(x_i)]^2 = \min$, $x_i \in [x_0 - a, x_0 + a]$, где x_0 и $2a$ – центр и размер скользящей апертуры. После этого находится функция рассеяния линии как $F(x_0) = |dP(x)/dx|_{x=x_0} = p_1$. Искомая частотно-контрастная характеристика определяется выражением $T(v) = |\Omega(v)| / |\Omega(0)|$, где $\Omega(v) = \mathfrak{Z}[F(x)]$, \mathfrak{Z} – преобразование Фурье.

Высокая точность решения рассматриваемой задачи достигнута благодаря объединению измерений по десяткам и сотням перепадам яркости и помехозащищенному высокоточному определению координатных описаний границ.

Оценка отношения сигнал/шум

Центральной задачей здесь является высокоточное измерение непосредственно по изображению уровня шума, например его дисперсии. Известные решения этой задачи основаны на анализе однородных по ярко-

сти участков изображений. Поскольку абсолютно однородные участки не встречаются, то изменение сюжетной составляющей приписывается к действию шума, и возникает достаточно большая методическая ошибка. В работе [5] показано, что при вполне определенных допущениях для однородных фрагментов шум может быть описан аддитивной независимой моделью. В этом случае дисперсия шума оценивается как разность измеренного нулевого отсчета автокорреляционной функции (АКФ) и нулевого отсчета, полученного на основе экстраполяции по соседним отсчетам, которые не подвержены действию шума. Точность такой оценки полностью определяется адекватностью используемой при экстраполяции модели АКФ.

В работах [5,6] выдвинута идея адаптивной модели АКФ $K_{\bar{a}} = a_i + c_i^\gamma$, в которой a_i и c_i находятся из условия прохождения функции через отсчеты K_{1i} и K_{2i} , а параметр γ из условия:

$$R = \sum_{i=1}^N (\hat{K}_{0i} - a_i - D_\varepsilon)^2 = \min, \quad (2)$$

где $a_i = K_{1i} + (K_{1i} - K_{2i})x$, $x = 1/(2^\gamma - 1)$. Выражение (2) определяет такое значение γ , при котором минимизируется разброс оценок дисперсий шума, найденных по отдельным наборам. Из системы $dR/dD_\varepsilon = 0$, $dR/dx = 0$ определяется

$$D_\varepsilon = \bar{K}_0 - \bar{K}_1 - (\bar{K}_1 - \bar{K}_2)x, \quad (3)$$

где

$$x = \frac{\bar{K}_0 \bar{K}_1 - \bar{K}_0 \bar{K}_2 - (\bar{K}_1 - \bar{K}_2)(\bar{K}_0 - \bar{K}_1) - \bar{K}_1^2 - \bar{K}_1 \bar{K}_2}{(\bar{K}_1 - \bar{K}_2)^2 - (\bar{K}_1 - \bar{K}_2)^2}. \quad (4)$$

Здесь черта над переменными означает операцию усреднения по множеству наборов. Параметр модели АКФ γ определяется из выражения $x = (2^\gamma - 1)^{-1}$ как $\gamma = \frac{1}{\ln 2} \ln(1 + 1/x)$. Найденное таким образом значение параметра γ является оптимальным в смысле критерия (2) для анализируемого набора видеоданных, т.е. модель АКФ наилучшим образом адаптируется к статистическим свойствам изображения.

Рассмотренный подход получил развитие в виде групповой адаптивной модели, что позволило значительно повысить точность оценки дисперсии шума D_ε . В данном случае оптимальное значение γ определяется для всего набора данных и затем по критерию (2) для каждого i -го набора оценивается γ_i как

$$\gamma_i = \frac{1}{\ln 2} \ln \left(\frac{a_i - K_{2i}}{a_i - K_{1i}} \right), \quad i = \overline{1, N}. \quad (5)$$

После этого наборы данных упорядочиваются по мере возрастания γ_i . Полученный таким образом упорядоченный набор разбивается на K групп так, чтобы объем данных в каждой группе был примерно одинаковым. Параметры модели $K_{k\tau} = a_k + c_k \tau^{\gamma_k}$ для каждой k -й группы находятся из условия

$$R = \sum_k \sum_i (K_{0ki} - a_{ki})^2 - (\bar{K}_0 - \bar{a})^2 = \min, \quad (6)$$

где $a_{ki} = K_{1ki} + (K_{1ki} - K_{2ki})x_k$, $\bar{a} = \bar{K}_1 + \frac{1}{K} \sum_K (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})x_k$,

$x_k = (2^k - 1)^{-1}$, \bar{K}_{1k} и \bar{K}_{2k} – средние значения K_{1ki} и K_{2ki} для k -й группы. По аналогии с (2) условие (6) определяет такие значения параметров γ_k , $k = \bar{1}, \bar{K}$, при которых минимизируются разбросы оценок дисперсий в каждой из сформированных групп. Искомые параметры x_k , $k = \bar{1}, \bar{K}$, определяются из системы уравнений $dR/dx_k = 0$, $k = \bar{1}, \bar{K}$, которая приводится к матричной форме:

$$\begin{bmatrix} (\alpha_1 S_1 - \beta_1) + \alpha_1 S_2 + \dots + \alpha_1 S_K \\ \alpha_2 S_1 + (\alpha_2 S_2 - \beta_2) + \dots + \alpha_2 S_K \\ \dots \\ \alpha_K S_1 + \alpha_K S_2 + \dots + (\alpha_K S_K - \beta_K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \dots \\ \omega_K \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $S_k = (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})$, $\alpha_k = S_k / K$, $\beta_k = (K_{1k} - K_{2k})^2$,

$$\omega_k = (\bar{K}_0 - \bar{K}_1)(\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k}) + \bar{K}_{1k}^2 - \bar{K}_{0k} \bar{K}_{1k} + \bar{K}_{0k} \bar{K}_{2k} - \bar{K}_{1k} \bar{K}_{2k}, \quad k = \bar{1}, \bar{K}.$$

После определения из (7) x_k , $k = \bar{1}, \bar{K}$, оцениваются дисперсии шума в каждой k -й группе $D_{ek} = \bar{K}_{0k} - \bar{K}_{1k} - (\bar{K}_{1k} - \bar{K}_{2k})x_k$, и итоговая оценка

$$D_\varepsilon = \sum_{k=1}^K (N_k / N) D_{ek}. \quad (8)$$

Выполнены экспериментальные исследования алгоритма, основанного на групповой адаптивной модели АКФ, с привлечением снимков от космического аппарата «Ресурс-ДК». В результате установлено, что этот алгоритм позволяет выполнить оценку дисперсии шума с точностью порядка 0,03.

Высокоточная геодезическая привязка снимков

Использование навигационной информации не обеспечивает необходимой точности геодезической привязки объектов наблюдаемой сцены. Возникает необходимость решения этой задачи с привлечением опорных точек местности. В качестве их могут выступать береговые линии морей, озер, островов, рек, дорожные сети и другие объекты. Расположение опорных объектов устойчиво во времени и они достаточно полно представлены в соответствующих электронных картах. В рамках геостационарной космической системы наблюдения Земли «Электро-Л» разработана полностью автоматическая технология геодезической привязки по опорным наземным ориентирам [7-11]. Общая схема решения этой задачи может быть представлена следующим образом:

$$\begin{aligned} E &\Rightarrow A_i \Rightarrow \ominus \Rightarrow O \Rightarrow O^* \Rightarrow P. \\ B &\Rightarrow B_i \Rightarrow \end{aligned} \quad (9)$$

Вначале из карты E формируется множество уни-

кальных опорных объектов в виде бинарных масок (рис. 1) A_i , $i = \bar{1}, \bar{I}$, которые соответствуют по яркости и геометрической форме аналогичным объектам снимка B . На рис. 1 приведен пример участка береговой линии и бинарной маски. Для каждой маски A_i , $i = \bar{1}, \bar{I}$, формируются зоны поиска B_i , $i = \bar{1}, \bar{I}$, в виде фрагментов изображения B . Далее выполняется совмещение бинарных масок с одноименными объектами снимка, в результате чего формируется множество одноименных точек снимка и карты $O = \{(x_i, y_i), (x_i^*, y_i^*); i = \bar{1}, \bar{I}\}$. На основе анализа множества O осуществляется отбраковка ложно идентифицированных точек с помощью набора критериев K . Оставшиеся точки образуют множество O^* , по которому с помощью МНК (операция M) устанавливается геометрическое соответствие снимка и карты в виде двумерных полиномов P .

С учетом бинарного представления маски A вычисление коэффициента корреляции

$$\rho = (\overline{BA} - \overline{B}\overline{A}) / \sqrt{D_B D_A} \quad (10)$$

сводится к подсчету средних значений яркостей снимка \overline{B}_1 , \overline{B}_0 и числу точек q_1 , q_0 под единичной и нулевой областями маски:

$$\rho = [(\overline{B}_1 - \overline{B}_0) / \sqrt{D_B}] \cdot [\sqrt{q_1 q_0} / (q_1 + q_0)]. \quad (11)$$



Рис. 1. Бинарная маска, совмещенная с уникальным фрагментом снимка

Фрагменты электронной карты E абсолютно точно не совпадают с соответствующими береговыми линиями на снимках E_B , что приводит к ошибкам оценки координат точки наилучшего совмещения E с E_B . В работе [9] показано, что изменение ρ в этом случае описывается выражением:

$$\rho = \frac{1 - (\alpha + \beta)}{\sqrt{1 + 2 \frac{D_0 + D_1}{B_1 - B_0} + 2(\alpha - \beta) \frac{D_1 - D_0}{(B_1 - B_0)^2} - (\alpha - \beta)^2}}, \quad (12)$$

где α и β – доля элементов суши и воды под нулевой и единичной областью маски, D_0 и D_1 – дисперсии снимка под нулевой и единичной областями маски.

Значение ρ зависит как от доли «чужих» элементов $(\alpha + \beta)$, так и от соотношения между α и β , в результате точка наилучшего сходства смещается. Для устранения этого явления предложено использовать асим-

метричные бинарные маски, для которых (12) преобразуется к виду:

$$\rho = \frac{(1-\alpha-\beta) \sqrt{q_0 q_1 / (q_0 + q_1)^2}}{\sqrt{\pi (1-\pi) + \frac{\pi D_0}{(\bar{B}_1 - \bar{B}_0)^2} + \frac{(1-\pi) D_1}{(\bar{B}_1 - \bar{B}_0)^2}}}, \quad (13)$$

где $\pi = \beta + q_0(1-\alpha-\beta)/(q_0 + q_1)$.

В случае неполного совпадения карты E с береговой линией снимка E_B максимальное значение ρ достигается построением ассиметричной маски с параметрами $q_0 = (q_0 + q_1)/(1 + \sqrt{\theta_0/\theta_1})$, где $\theta_0 = D_0 + \alpha(\bar{B}_1 - \bar{B}_0)^2$, $\theta_1 = D_1 + \beta(\bar{B}_1 - \bar{B}_0)^2$. При полном совпадении E с E_B ($\alpha = \beta = 0$) ошибка отсутствует и $\rho = \rho_{\max}$ при ассиметричной маске с $q_0 = (q_0 + q_1)\sqrt{D_1}/(\sqrt{D_0} + \sqrt{D_1})$, либо для симметричной маски ($q_0 = q_1$) при равенстве дисперсий $D_0 = D_1$. Для повышения точности и надежности совмещения элементов снимка и карты разработан ряд критериев отбраковки фрагментов [9, 12].

Оценка точности геодезической привязки объектов выполняется по опорным точкам на снимке B и карте E : $(x_{bi}, y_{bi}), (x_{ei}, y_{ei}), i = \overline{1, I}$, в виде СКО:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I ((x_{bi} - x_{ei})^2 + (y_{bi} - y_{ei})^2)}. \quad (14)$$

По реальным изображениям со спутника «Электро-Л» установлено, что СКО привязки объектов по рассмотренной технологии не превышает 0.6 пикселя, это достигается за счет использования бинарных масок и критериев отбраковки измерений, не внушающих доверия.

Комплексирование разноспектральных изображений

При дистанционных наблюдениях Земли широко используются системы мультиспектральной съемки. На разноспектральных изображениях объекты наблюдаемой сцены отображаются совершенно по-разному. Естественным образом возникает задача формирования по мультиспектральному изображению (МСИ) панхроматического или трехзонального (в виде RGB-компонент) изображений, на которых все объекты отображаются с высокой четкостью. Такая постановка вопроса имеет аналитическое обоснование. Действительно, степень отличия двух точек МСИ B_{1w} и B_{2w} , $w = \overline{1, W}$, полученных в W спектральных диапазонах, можно определить как $\frac{1}{W} \sum_{w=1}^W (B_{1w} - B_{2w})^2$.

На панхроматическом снимке отличие одноименных точек $B_1 = \frac{1}{W} \sum_{w=1}^W B_{1w}$ и $B_2 = \frac{1}{W} \sum_{w=1}^W B_{2w}$ определим как $(B_1 - B_2)^2$. В результате эффект от комплексирования МСИ можно оценить показателем

$$\gamma = W \sum_{w=1}^W (B_{1w} - B_{2w})^2 / \left[\sum_{w=1}^W (B_{1w} - B_{2w}) \right]^2, \quad (15)$$

который всегда $\gamma \geq 1$.

В работе [13] предложены алгоритмы решения рассматриваемой задачи. Результат комплексирования по одному из алгоритмов, основанном на отдельной обработке высокочастотных и низкочастотных компонент изображения с выделением уникальных отсчетов, представлен на рис. 2: сверху – панхроматический снимок, полученный как $B = \frac{1}{W} \sum_{w=1}^W B_w$, внизу – результат комплексирования.



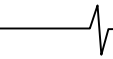
Рис. 2. Комплексирование мультиспектральных изображений

Часто в системах ДЗЗ осуществляется одновременная мультиспектральная и панхроматическая съемка одного и того же участка земной поверхности. При этом МСИ характеризуются высоким спектральным разрешением, но многократно более низким по отношению к панхроматическому изображению пространственным разрешением. Стоит задача получения МСИ с высоким и спектральным, и пространственным разрешением.

Рассмотрим алгоритм решения этой задачи [13]. Пусть на одну и ту же сцену получены МСИ $B \in \{B_w(m, n), w = \overline{1, W}\}$ и панхроматическое изображение $D \in \{D(r, s)\}$, при этом периоды повторения узлов (m, n) и (r, s) значительно отличаются, т.е. $R/M \gg 1$, $S/N \gg 1$. Сформируем новое изображение

$$B_w^*(r, s) = \frac{D(r, s) \cdot B_w(r, s)}{DB_w} \cdot \bar{B}_w, \quad i = 1 + \text{ent}\left(w \frac{I}{W}\right), \quad (16)$$

где $B_w^*(r, s)$ – w -я компонента результирующего МСИ



$$B^* \in \{B_w^*(r,s), w = \overline{1,W}\}, \quad \overline{DBk} = \frac{1}{RS} \sum_{r=1}^R \sum_{s=1}^S D(r,s) B_w(r,s),$$

$$\overline{B_w} = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N B_w(m,n), \quad B_w(r,s) = \Phi(B_w(m,n)) - w\text{-я}$$

компонента МСИ, восстановленная в узлах частой решетки (r,s) некоторым оператором Φ .

Экспериментально установлено, что сформированное в узлах частой решетки изображение $B_w^*(r,s)$ приближается по пространственному разрешению к D , а по спектральному – к $B \in \{B_w(m,n), w = \overline{1,W}\}$. Результат решения этой задачи представлен на рис. 3.

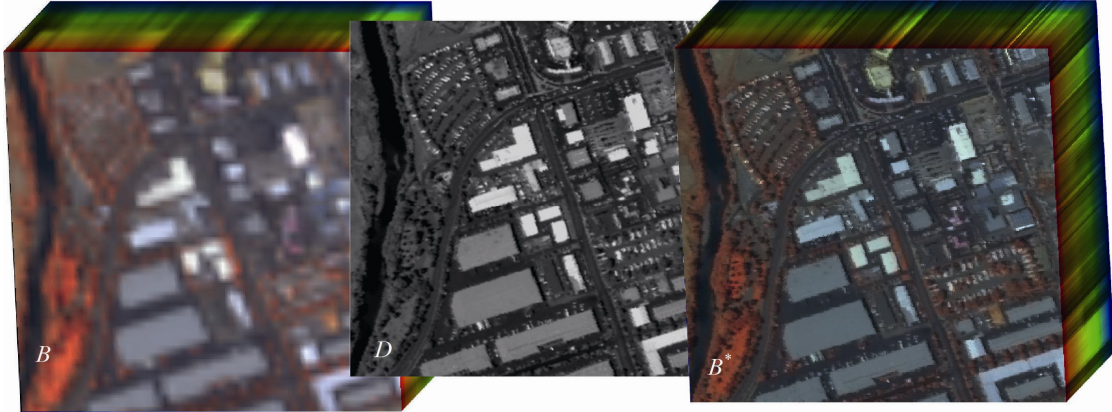


Рис. 3. Комплексование МСИ с панхроматическим снимком

Еще одной важной задачей является получение по МСИ изображения в естественных цветах. Модель формирования отсчетов изображения в очень узком w -м спектральном диапазоне в первом приближении с точностью до постоянного множителя можно представить как $B_w(m,n) = G_w(m,n)S_w(m)$, где $G_w(m,n)$ – полезный сигнал, а $S_w(m)$ – коэффициент пропускания атмосферы. Сформируем новое изображение, в котором отсутствуют искажения атмосферы:

$$B_w^*(m,n) = \frac{B_w(m,n)}{B_w(m)}, \quad \overline{B_w} = \frac{G_w(m,n)}{G_w(m)} \cdot \overline{B_w}, \quad (17)$$

где $\overline{B_w(m)}$ и $\overline{G_w(m)}$ – средние значения отсчетов изображений $B_w(m,n)$ и $G_w(m,n)$ по m -му столбцу, $\overline{B_w}$ – средняя яркость изображения $B_w(m,n)$. Устранив искажающее действие атмосферы, можно из $B_w^*(m,n)$, $w = \overline{1,W}$, сформировать RGB-компоненты для отображения сцены в естественных цветах. На рис. 4 представлен пример решения этой задачи.

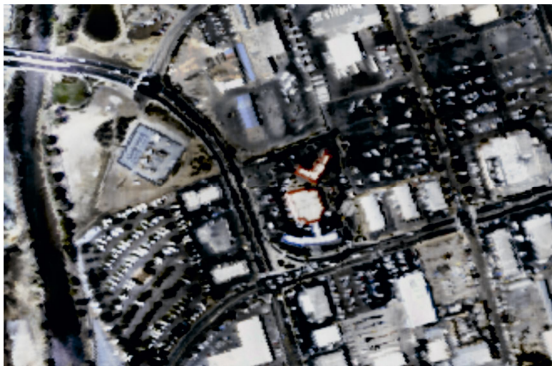


Рис. 4. Изображение в естественных цветах

Коррекция структурных искажений

В современных системах ДЗЗ широко используются видеодатчики на основе приборов с зарядовой связью: ПЗС-линеек и ПЗС-матриц. В ходе эксплуатации и даже

в процессе формирования изображения сотни и тысячи фотоприемных элементов, входящих в эти датчики, изменяют свои передаточные характеристики. Традиционные калибровочные и статистические методы не обеспечивают необходимого качества коррекции возникающих структурных искажений.

В работах [14-18] предложены подходы к высококачественному восстановлению видеoinформации в условиях ее статистической неоднородности и изменения передаточных характеристик фотоприемных элементов в процессе получения изображений. Эти подходы основаны на введении времязависимых аддитивной, мультипликативной и аддитивно-мультипликативной моделей. Коэффициенты корректирующих полиномов $K_m(n)$ и $C_m(n)$ для более общей аддитивно-мультипликативной модели находятся из условия:

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=-S}^S [B(m,n) \cdot K_m(n) + C_m(n) - B(m,n+i)]^2 = \min. \quad (18)$$

Это условие приводит к системе нелинейных уравнений относительно искомых коэффициентов, а при $K_m(n) = 1$ или $C_m(n) = 0$ – к системам линейных уравнений. Здесь полагается, что m -й столбец изображения формируется m -м фотоприемным элементом видеодатчика. Выполнены исследования упомянутых моделей на натурной информации от различных систем ДЗЗ. Установлено, что наилучшее качество коррекции времязависимых структурных искажений обеспечивает аддитивная полиномиальная модель.

Установлено также, что для некоторых типов датчиков при формировании достаточно протяженных изображений (при большом N) требуется использование корректирующих полиномов высоких степеней, что ведет к потере качества восстановления изображений. В связи с этим на основе (18) разработана кусочно-линейная модель, которая предполагает адаптивное разбиение изображения на фрагменты, содержащие вполне определенное число строк, и использование в пределах каж-

дого фрагмента модели (18).

На базе рассмотренных подходов разработан ряд программных комплексов коррекции времязависимых структурных искажений. На рис. 5 представлен пример решения рассмотренной задачи.

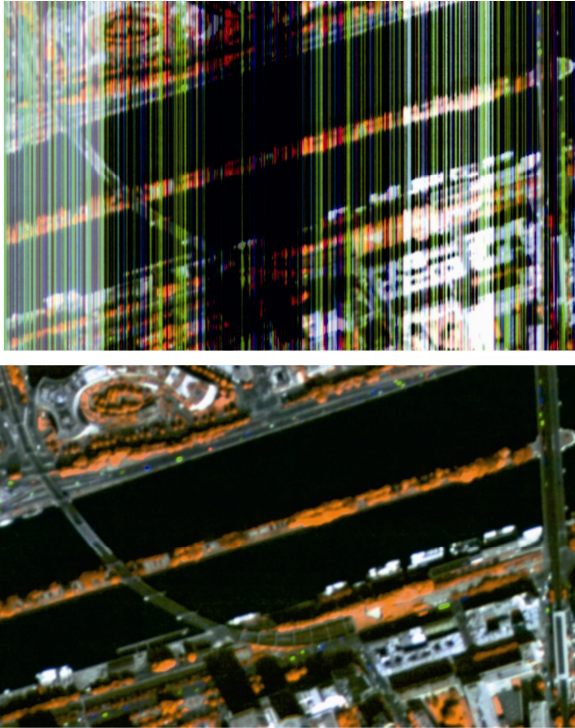


Рис. 5. Коррекция структурных искажений

Устранение смаза изображений

В современных системах ДЗЗ широко используются ПЗС-матрицы, работающие в режиме накопления видеосигнала. В этом случае частота опроса ПЗС-линеек, входящих в матрицу, должна быть строго согласована со скоростью «бега» изображения в фокальной плоскости видеодатчика. В противном случае возникает смаз изображения, который необходимо устранить в процессе обработки данных ДЗЗ.

Явление смаза можно описать в виде [19] $r = F r'$, где r и r' – смазанное и идеальное дискретные изображения, F – дискретный линейный оператор. Последний можно определить как $F = D f D^{-1}$, где D и D^{-1} – соответственно операторы дискретизации и восстановления изображения по отчетам, f – непрерывный оператор свертки изображения в виде набора дельта-функций $f(x) = \sum_{n=1}^N \delta(x - n \Delta)$, где Δ – смещение,

характеризующее ошибку рассогласования скорости полета спутника и периода опроса ПЗС-матрицы.

Будем считать, что известны Δ , f и F . Необходимо с использованием этих параметров выполнить наиболее качественное устранение смаза, т.е. восстановление r' по r . Эта задача более просто решается в спектральной области. Оптимальное решение в смысле среднеквадратической близости исходного и восстановленного сигналов при некоррелированном шуме дает

фильтр Винера:

$$r'(\omega) = V(\omega) r(\omega), \quad (19)$$

$$V(\omega) = \tilde{F}(\omega) / \left[|F(\omega)|^2 + E(\omega) \right], \quad (20)$$

где $r'(\omega)$, $r(\omega)$, $F(\omega)$ – соответствующие спектры Фурье, $E(\omega)$ – отношение спектральной плотности мощности шума и изображения. На практике точно оценить $E(\omega)$ трудно, поэтому в качестве $E(\omega)$ выступает величина, которая подбирается оператором, исходя из наилучшего качества скорректированного изображения.

При использовании фильтра Винера для коррекции смаза возникают характерные искажения в виде «теней» от объектов на расстояниях, кратных величине смаза λ . Для уменьшения «теней» (ценой увеличения общей среднеквадратической ошибки) предлагается модифицировать фильтр (20) так, чтобы при сохранении общей огибающей (20) иметь возможность регулировать добротность фильтра вблизи нулей функции $F(\omega)$:

$$V'(\omega) = \frac{\tilde{F}(\omega)}{|F(\omega)|^2 + \theta E(\omega)} \frac{|O(\omega)|^2 + \theta E(\omega)}{|O(\omega)|^2 + E(\omega)}, \quad (21)$$

где $O(\omega)$ – огибающая функции $F(\omega)$, θ – настраиваемый оператором параметр.

Исследовался также и алгебраический подход к коррекции смаза на основе записи обратного к F рекурсивного фильтра [19]. На реальных космических изображениях установлено, что этот подход дает несколько худшие результаты. В тоже время характерные для него вычислительные процедуры просты и наглядны, они позволяют многократно повысить скорость решения рассматриваемой задачи.

Выполнены экспериментальные исследования [19, 20] с привлечением изображений от космического аппарата «Ресурс-ДК», в которых наблюдались сильные смазы (до 100 и более пикселей) из-за неправильного задания частоты опроса ПЗС-матриц. На рис. 6 в качестве примера представлены смазанное изображение и обработанное.

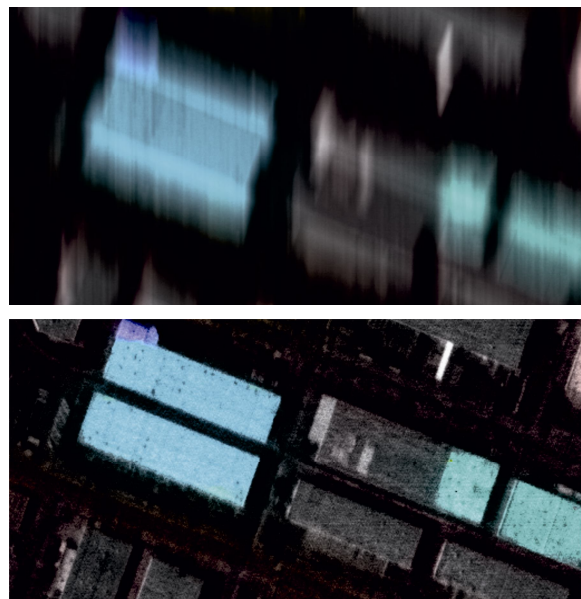


Рис. 6. Коррекция смаза изображения

Заключение

Рассмотренные технологии оценки и повышения качества материалов космической съемки апробированы в рамках космических систем ДЗЗ «Ресурс-ДК», «Монитор-Э», «Метеор-М», «Электро-Л», а также систем специального назначения.

На базе предложенных решений создан ряд программных комплексов, которые вошли в состав систем обработки данных ДЗЗ NormScan, NormSatReg, NoaaSat, GlobalSat, OrthoPlan, OrthoNormScan, MonitorSat, MeteorSat, PlanetaMeteo, ElektroSat и др. В настоящее время они используются для обработки видеoinформации, поступающей от российских спутников ДЗЗ «Ресурс-ДК», «Метеор-М» и от зарубежных систем MeteorSat, Terra, Aqua, Noaa. Дальнейшее развитие рассмотренных решений осуществляется в рамках вновь проектируемых систем ДЗЗ «Ресурс-П», «Канопус-В», модификаций систем «Метеор-М» и «Электро-Л».

Литература

1. Злобин В.К., Еремеев В.В. Обработка аэрокосмических изображений. М.: Физматлит. 2006. 288 с.
2. Еремеев В.В., Князьков П.А. Оценка разрешающей способности материалов космической съемки на основе их статистического анализа // Современные проблемы ДЗЗ из космоса: М.: Институт космических исследований РАН, 2010. Вып.7. Том 2. С. 26-34.
3. Еремеев В.В., Князьков П.А., Козлов Е.П., Москвитин А.Э. // Технологии анализа и оценки качества космических изображений // Цифровая обработка сигналов. 2010. № 3. С. 30-37.
4. Еремеев В.В., Князьков П.А., Москвитин А.Э. // Оценка разрешающей способности аэрокосмических изображений на основе их статистического анализа // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 3. С. 27-30.
5. Зенин В.А., Князьков П.А. Оценка отношения «сигнал/шум» оптико-электронных приборов по изображениям земной поверхности // Современные проблемы ДЗЗ из космоса: М.: Институт космических исследований РАН, 2009. Вып. 6. Том I. С. 160-166.
6. Еремеев В.В., Князьков П.А. Оценка уровня аддитивного шума на аэрокосмических изображениях поверхности Земли // Вестник РГРТУ. Рязань, 2010. № 2. С. 8-11.
7. Еремеев В.В., Козлов Е.П. Технология уточнения геодезической привязки изображений, полученных с геостационарных спутников, с использованием электронных карт // Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий. М.: Физматлит, 2008. С. 244-247.
8. Еремеев В.В., Козлов Е.П. Автоматическая координатная привязка изображений от геостационарных космических систем наблюдений Земли по электронным картам // Вестник РГРТУ. Рязань, 2008. №23. С. 14-20.
9. Еремеев В.В., Козлов Е.П. Повышение точности и надежности координатной привязки снимков от геостационарных космических систем наблюдений Земли по электронным картам // Вестник РГРТУ. Рязань, 2009. №28. С. 6-12.
10. Егошкин Н.А., Еремеев В.В., Козлов Е.П. Нормализация космических изображений Земли на основе их сопоставления с электронными картами // Цифровая обработка сигналов. 2009. №3. С. 14-21.
11. Егошкин Н.А., Еремеев В.В., Козлов Е.П., Москвитин А.Э., Москвитин И.В., Москвитин А.Э. Геодезическая привязка изображений от геостационарных спутников по контуру диска Земли и электронным картам // Современные проблемы ДЗЗ из космоса: М.: Институт космических исследований РАН, 2009. Вып. 6. Том. I. С. 62-66.
12. Еремеев В.В., Егошкин Н.А., Зенин В.А. и др. Нормализация изображений от геостационарной космической системы наблюдения Земли // Цифровая обработка сигналов. 2011. №3. С. 11-16.
13. Антонушкина С.В., Еремеев В.В., Макаренко А.А. и др. Особенности анализа и обработки информации от систем гиперспектральной съемки земной поверхности // Цифровая обработка сигналов. 2010. № 4. С. 38-45.
14. Еремеев В.В., Зенин В.А., Князьков П.А. Статистическая оценка степени зашумленности космических изображений земной поверхности // Вестник РГРТУ. Рязань, 2008. №24. С. 3-7.
15. Еремеев В.В., Зенин В.А. Радиометрическая нормализация изображений от многоматричных сканирующих устройств // Цифровая обработка сигналов. 2009. №3. С. 31-35.
16. Еремеев В.В., Зенин В.А. Статистические модели коррекции структурных искажений на спутниковых изображениях земной поверхности // Цифровая обработка сигналов. 2010. №3. С. 30-36.
17. Зенин В.А., Кузнецов А.Е., Побаруев В.И. Алгоритм радиометрической коррекции изображений с неоднородным сюжетом, полученных от космического аппарата «Ресурс-ДК» // Вестник РГРТУ. Рязань, 2008. № 23. С. 43-48.
18. Еремеев В.В., Зенин В.А. Модели коррекции динамических структурных искажений на космических изображениях // Вестник РГРТУ. Рязань, 2010. № 33. С. 3-7.
19. Еремеев В.В., Егошкин Н.А. Коррекция смаза изображений в системах космического наблюдения Земли // Цифровая обработка сигналов. 2010. №4. С. 28-33.
20. Шебалин Ю.Г., Кузнецов А.Е., Кузнецов П.К. Программа по устранению смаза информации дистанционного зондирования Земли. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2011616007 от 03.08.2001г.

ACTUAL FIELDS OF WORK ON ANALYSIS AND INCREASING QUALITY OF SPACE IMAGERY OF EARTH SURFACE

Eremeev V.V.

Scientific research results acquired within last 5 years by SRI of aerospace imagery processing of RSREU in field of evaluation and increasing quality of Earth remote sensing data, were presented.

УДК 621.396.96:621.391.26

УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НЕРЕКУРСИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета

Ключевые слова: анализ эффективности, кромка помех, переменные состояния, перестройка структуры, переходный процесс, режекторные фильтры, спектрально-корреляционные характеристики, ускорение.

Введение

Режекторные фильтры (РФ) нерекурсивного типа широко применяются в системах выделения эхо-сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех. При поступлении кромки помехи по мере заполнения последней всех блоков задержки РФ на его выходе наблюдается переходный процесс, и некомпенсированные остатки помехи создают мощный фон, маскирующий полезный сигнал и приводящий к ложным обнаружениям. Для борьбы с этим при дискретном сканировании антенного луча представляется возможным осуществить стробирование выходных отсчетов РФ, исключив тем самым переходный процесс ценой потери соответствующего числа обрабатываемых отсчетов. В режиме непрерывного сканирования для исключения переходного процесса необходимо принимать дополнительные меры по определению положения кромки помех. Независимо от режима сканирования сокращение обрабатываемой последовательности при ее ограниченной длительности в случае высокого темпа обзора связано с потерей в эффективности обработки сигналов. В связи с этим актуальной задачей является усовершенствование структуры РФ с целью ускорения его переходного процесса и повышения эффективности выделения сигналов движущихся целей на фоне кромки пассивных помех.

Синтез усовершенствованного РФ

Для синтеза в переходном режиме усовершенствованной структуры РФ воспользуемся методом переменных состояния, дающим адекватное описание фильтров во временной области. Как дискретная система цифровой нерекурсивный РФ m -го порядка в k -й момент времени описывается вектором состояния $\mathbf{X}(k) = [x_n(k)]$, где $x_n(k)$ – переменная состояния, соответствующая выходной величине n -го блока задержки РФ, $n = \overline{1, m}$. Разностное матричное уравнение состояния РФ в стандартной форме имеет вид [1]

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{X}(k) + \mathbf{B}u(k), \quad (1)$$

где \mathbf{A} – матрица размерности $m \times m$, определяющая связь между состоянием в k -й и $(k+1)$ -й моменты времени, \mathbf{B} – вектор-столбец размерности m , описывающий

Методом переменных состояния синтезирован режекторный фильтр (РФ), усовершенствованный с целью ускорения переходного процесса при поступлении кромки пассивных помех. Предложена структурная схема перестраиваемого в переходном режиме РФ. Проведен сравнительный анализ эффективности РФ фиксированной и перестраиваемой структуры в переходном режиме, и установлено существенное повышение эффективности РФ при перестройке его структуры.

зависимость между переменными состояния и входным воздействием $u(k)$.

Решением разностного уравнения (1) при известном начале обрабатываемой выборки является вектор

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}^k \mathbf{X}(0) + \sum_{l=0}^{k-1} \mathbf{A}^{k-1-l} \mathbf{B}u(l), \quad (2)$$

зависящий от параметров фильтра и вектора начального состояния $\mathbf{X}(0)$.

Усовершенствование структуры РФ с целью ускорения переходного процесса предполагает формирование вектора начального состояния. Критерий ускорения переходного процесса основывается на условии постоянства выходной величины РФ и, следовательно, его состояния с момента появления помехи

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{X}(k) = \mathbf{X}(0)$$

$$\text{или } \mathbf{X}(k+1) - \mathbf{X}(k) = 0 \text{ для } k \geq 0. \quad (3)$$

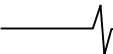
Необходимым условием выполнения критерия (3) является прямоугольность огибающей пачки, что имеет место при дискретном режиме обзора, и в сочетании с известным временем поступления выборки открывает возможности ускорения переходного процесса РФ. Если форма огибающей отличается от прямоугольной, например, при непрерывном сканировании, следует фиксировать момент появления помехи и применять предварительное взвешивание отсчетов для обеспечения прямоугольности огибающей.

Реальные выборки помехи представляют собой случайный процесс с определенным характером флуктуаций, и прямоугольность огибающей можно подразумевать только с точностью до среднего значения последовательности отсчетов. Ввиду этого перепад помехи на кромке будем аппроксимировать ступенчатым входным воздействием с постоянной амплитудой. Тогда ограничение, налагаемое на входную выборку, принимает вид

$$u(k+1) = u(k) = u(0)$$

$$\text{или } u(k+1) - u(k) = 0 \text{ для } k \geq 0. \quad (4)$$

Критерий (3) с учетом соотношений (2) и (4) приводит



к уравнению $\mathbf{A}^k(\mathbf{A} - \mathbf{I})\mathbf{X}(0) + \mathbf{A}^k\mathbf{B}u(0) = 0$, решением которого является вектор начального состояния $\mathbf{X}(0) = (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}u(0)$,

$$(5)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

Таким образом, постоянство состояния и выходной величины РФ обеспечивается при условии, если вектор начального состояния $\mathbf{X}(0)$ в момент появления помехи принимает значение, пропорциональное, согласно (5), первому отсчету помехи.

Проиллюстрируем синтез в переходном режиме усовершенствованного РФ на примере нерекурсивного фильтра 3-го порядка ($m = 3$), для которого

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

В соответствии с (5) получаем

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(0) &= \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(0) = \\ &= \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} u(0) = \begin{bmatrix} u(0) \\ u(0) \\ u(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

Полученное в результате синтеза значение вектора начального состояния $\mathbf{X}(0)$ предполагает поступление отсчета $u(0)$ на выходы всех блоков задержки РФ в момент появления кромки помехи. Поскольку в классической схеме РФ отсчет $u(0)$ не проходит на выходы блоков задержки и соответственно вектор $\mathbf{X}(0) = 0$, то для выполнения условия (6) требуется введение блоков, осуществляющих перестройку структуры РФ.

Структурная схема усовершенствованного РФ

Приведенная на рис. 1 структурная схема перестраиваемого РФ содержит обнаружитель помехи ОП, синхронизатор Сг, ключ К, запоминающие устройства ЗУ_T, выполняющие функции блоков задержки обрабатываемых отсчетов на период их повторения T, сумматоры (Σ) и весовые блоки g(l), l = 0, m [2]. При совпадении положения антенного луча в процессе дискретного сканирования с кромкой облака пассивных помех обнаружитель помехи ОП вырабатывает единичный потенциал, и ключ К, находившийся в разомкнутом состоянии, замыкается. Цифровой отсчет первого отраженного им-

пульса поступает на вход первого ЗУ_T и одновременно через ключ К и сумматоры на входы последующих ЗУ_T. При этом происходит компенсация постоянной составляющей помехи. К моменту поступления отсчета второго отраженного импульса обнаружитель помехи ОП размыкает ключ К до тех пор, пока не начнут поступать отражения от другого источника пассивных помех.

Дальнейшая обработка отсчетов смеси сигналов и помех происходит обычным образом: отсчеты последовательно поступают на запоминающие устройства ЗУ_T, весовые блоки g(l) и выходной сумматор, на выходе которого образуются отсчеты смеси сигналов и декоррелированных за поступившее число периодов остатков помехи.

Начиная с первого отсчета помехи, эффективность компенсации ее низкочастотных составляющих за время переходного режима постоянно растет. Эхо-сигналы движущихся целей, отличающиеся от узкополосной помехи доплеровской модуляцией, не компенсируются и, начиная со второго отсчета, поступают на выход РФ. В целом эффективность выделения доплеровских сигналов на фоне помех в переходном режиме нарастает последовательно от импульса к импульсу, достигая после прихода (m + 1)-го отсчета помехи установившегося значения, соответствующего максимальной эффективности для выбранного порядка и параметров РФ.

Синхронное тактирование информации в запоминающих устройствах ЗУ_T и других блоках обеспечивают импульсы синхронизатора Сг, следующие с периодом временной дискретизации входных данных. Конкретное выполнение обнаружителя помех ОП и описание его работы приведены в [2].

При непрерывном режиме обзора усовершенствованная структура РФ с целью ускорения его переходного процесса имеет свои особенности, обусловленные модуляцией импульсов помехи на ее кромках диаграммой направленности антенны.

Обнаружение передней кромки помехи теперь осуществляется по всем модулированным импульсам кромки к моменту прихода импульса, соответствующего плоскому участку огибающей помехи [3]. Далее задержанные отсчеты кромки помехи взвешиваются с целью восстановления прямоугольности их огибающей, что позволяет при аналогичной рис. 1 обработке производить эффективное выделение доплеровских сигналов, не дожидаясь поступления импульсов плоского участка огибающей.

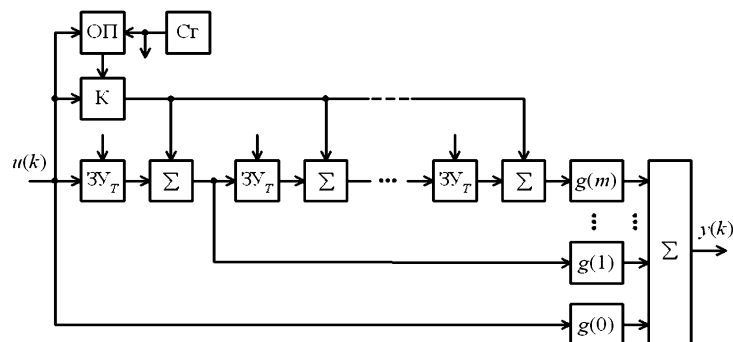


Рис. 1.

При появлении и обнаружении задней кромки помехи, также путем взвешивания отсчетов, происходит восстановление прямоугольности ее огибающей. После поступления последнего импульса помехи связь между запоминающими устройствами разрывается, что приводит к стиранию содержащейся в них информации и ускорению тем самым переходного процесса (звона) РФ от задней кромки помехи. Выполнение и принцип работы обнаружителя кромок для непрерывного режима обзора описаны в [3]. Аналогично решается проблема ускорения переходного процесса в адаптивных РФ. Для этого в дополнении к традиционным блокам адаптации, осуществляющим оценивание спектрально-корреляционных параметров помехи и перестройку характеристик РФ, вводятся аналогичные описанным выше обнаружитель кромок помехи и сопутствующие блоки, устраняющие переходные процессы от передней и задней кромок помехи [4].

Анализ эффективности РФ в переходном режиме

Анализ эффективности РФ с перестраиваемой структурой (рис. 1) в переходном режиме работы проведем также, используя аппарат переменных состояния. Выходная величина РФ, как следует из матричного уравнения типа вход–состояние–выход, равна

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{X}(k) + du(k), \quad (7)$$

где \mathbf{C} – m -мерная вектор-строка, описывающая связь между состоянием РФ и выходной величиной; d – скаляр, характеризующий связь между входом и выходом.

С учетом (2) уравнение (7) для выходной величины РФ принимает вид

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^k \mathbf{X}(0) + \mathbf{C} \sum_{l=0}^{k-1} \mathbf{A}^{k-1-l} \mathbf{B}u(l) + du(k). \quad (8)$$

Для РФ фиксированной структуры вектор $\mathbf{X}(0) \equiv 0$ и выражение (8) преобразуется к обычному виду, являющемуся сверткой входного воздействия и весовой функции $h(l)$ (импульсного отклика) РФ

$$y(k) = \sum_{l=0}^{k-1} h(k-l)u(l) + du(k) = \sum_{l=0}^k h(k-l)u(l) \quad (9)$$

где $h(k-l) = \mathbf{C}\mathbf{A}^{k-1-l} \mathbf{B}$ – коэффициенты импульсного отклика РФ, совпадающие с весовыми коэффициентами РФ, т. е. $h(k-l) = g(k-l)$.

Для РФ перестраиваемой структуры с учетом (5), (8) и (9) имеем

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^k (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}u(0) + \sum_{l=0}^{k-1} h(k-l)u(l) = q(k)u(0) + \sum_{l=0}^{k-1} h(k-l)u(l) \quad (10)$$

где $q(k) = \mathbf{C}\mathbf{A}^k (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}$.

Слагаемое $q(k)u(0)$ определяет вклад в образование выходной величины в k -й момент времени за счет перестройки структуры РФ, причем $q(k) = 0$ при $k \geq m$.

Выражение (10) можно записать в виде свертки (9),

где коэффициенты $h(k-l)$ определяются по правилу

$$h(k-l) = \begin{cases} g(k-l) & \text{при } l > 0, \\ g(k-l) + q(k) & \text{при } l = 0. \end{cases}$$

Эффективность РФ будем характеризовать нормированным относительно собственного шума приемника коэффициентом подавления помехи

$$\gamma_n = (\sigma^2 / \sigma_\phi^2)_n / (\sigma^2 / \sigma_\phi^2)_ш = (\sigma_\phi^2 / \sigma^2)_ш / (\sigma_\phi^2 / \sigma^2)_n$$

где σ^2 и σ_ϕ^2 – дисперсии помехи или шума соответственно на входе и выходе РФ.

При нулевом среднем исходных процессов (помехи и шума) дисперсия на выходе РФ к $(k+1)$ -му импульсу обрабатываемой последовательности определяется в виде $\sigma_\phi^2 = \overline{y^2(k)}$. В результате статистического усреднения с учетом формулы (9) и корреляционных свойств помехи и шума найдем

$$\gamma_n = \sum_{j=0}^k h^2(j) / \sum_{j,l=0}^k h(k-j)h(k-l)\rho(j,l),$$

где $\rho(j,l)$ – коэффициенты между периодической корреляции помехи.

Переходя к матричной форме записи, получим

$$\gamma_n = \mathbf{H}^T \mathbf{H} / \mathbf{H}^T \mathbf{R}_n \mathbf{H}, \quad (11)$$

где $\mathbf{H} = [h(k-j)]$ – K -мерный вектор столбец весовой функции РФ, элементы которого определяются в зависимости от структуры (фиксированной или перестраиваемой) РФ; $K = k+1$ – число обрабатываемых в РФ импульсов; индекс “Т” означает операцию транспонирования; $\mathbf{R}_n = [\rho(j,l)]$ – корреляционная матрица помехи размерности $K \times K$.

В качестве спектральных характеристик помехи выберем граничные для широкого класса энергетических спектров помехи аппроксимации, соответствующие быстрому и медленному спаданию спектра и описываемые гауссовской и резонансной кривыми:

$$G_r(f) = \exp\{-2,8[(f-f_0)/\Delta f]^2\},$$

$$G_p(f) = \{1 + [2(f-f_0)/\Delta f]^2\}^{-1},$$

где f_0 – центральная частота, Δf – ширина спектра на уровне 0,5 от максимума.

Данным аппроксимациям соответствуют гауссовская и экспоненциальная функции корреляции, коэффициенты между периодической корреляции которых имеют вид

$$\rho_r(j,l) = \rho_r^{(j-l)^2}, \text{ где } \rho_r = \exp[-\pi^2(\Delta f T)^2 / 2,8];$$

$$\rho_p(j,l) = \rho_p^{|j-l|}, \text{ где } \rho_p = \exp(-\pi \Delta f T).$$

Результаты анализа

Проведем анализ эффективности РФ в переходном режиме работы при $K = 2, 3$ и 4 на примере нерекурсивного РФ 3-го порядка с биномиальными весовыми коэффициентами $g(0) = -g(3) = 1, g(1) = -g(2) = -3$.

В табл. 1 сведены значения вектора обработки \mathbf{H} при различных K для РФ обоих типов: фиксированной структуры (ФС) и перестраиваемой структуры (ПС). Как ви-

дим, перестройка структуры РФ приводит к значениям коэффициентов импульсного отклика, обеспечивающим компенсацию отсчетов постоянной амплитуды, что соответствует декорреляции отсчетов реальной помехи на каждом шаге переходного процесса.

Таблица 1

Тип РФ \ K	1	2	3	4
ФС	[1]	$\begin{bmatrix} -3 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 3 \\ -3 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 3 \\ -3 \\ 1 \end{bmatrix}$
ПС	[0]	$\begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2 \\ -3 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 \\ 3 \\ -3 \\ 1 \end{bmatrix}$

В табл. 2 приведены полученные по формуле (11) конкретные выражения коэффициента γ_n для обеих аппроксимаций корреляционной функции помехи.

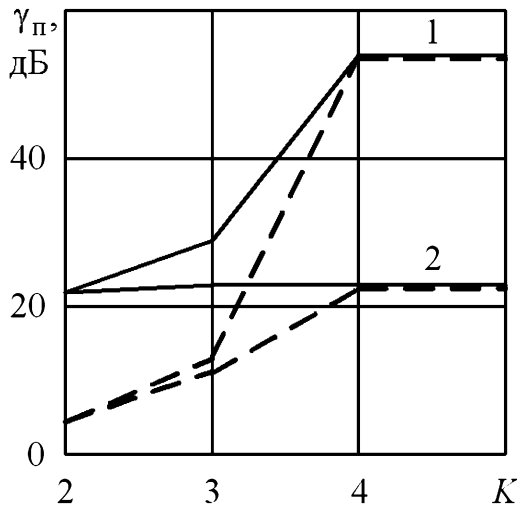


Рис.2.

На рис. 2 изображены зависимости $\gamma_n(K)$ для РФ фиксированной структуры (штриховые линии) и для РФ перестраиваемой структуры (сплошные линии), рассчитанные по выражениям табл. 2 при $\rho_r = \rho_s = 0,99$. Характеристики с номером 1 соответствуют гауссовской функции корреляции помехи, характеристики с номером 2 – экспоненциальной функции. Как видим, при перестройке структуры РФ достигается существенное повы-

шение эффективности подавления помехи. Так, при $K=2$ выигрыш в коэффициенте γ_n по сравнению с фильтром без перестройки составляет 17 дБ, при $K=3$ – 16 дБ для гауссовской функции и 12 дБ для экспоненциальной функции корреляции. При $K=4$ наступает установившийся режим работы РФ. Эффективность подавления помехи с быстрым спаданием спектра оказывается существенно выше, чем с медленным спаданием. Однако в последнем случае при перестройке структуры РФ практически сразу достигается установившийся режим подавления помехи.

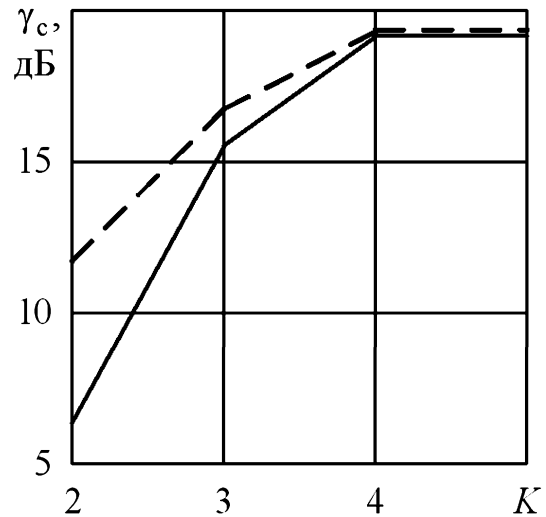


Рис.3.

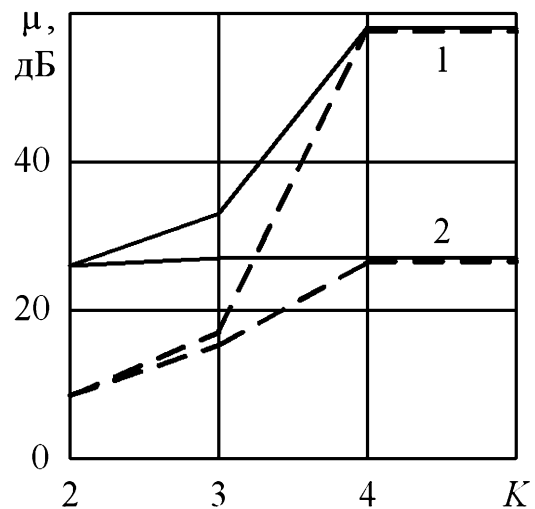


Рис.4.

Таблица 2

K	Тип РФ	Гауссовская функция корреляции	Экспоненциальная функция корреляции
2	ФС	$10/[4 + 6(1 - \rho_r)]$	$10/[4 + 6(1 - \rho_s)]$
	ПС	$1/(1 - \rho_r)$	$1/(1 - \rho_s)$
3	ФС	$19/[19(1 - \rho_r) - 5\rho_r(1 - \rho_r^3) + \rho_r^4]$	$19/[(1 - \rho_s)(19 - 5\rho_s) + \rho_s^2]$
	ПС	$14/[14(1 - \rho_r) - 4\rho_r(1 - \rho_r^3)]$	$14/(1 - \rho_s)(14 - 4\rho_s)$
4	ФС и ПС	$20/[20(1 - \rho_r) - 10\rho_r(1 - \rho_r^3) + 2\rho_r^4(1 - \rho_r^5)]$	$20/(1 - \rho_s)(20 - 10\rho_s + 2\rho_s^2)$

Рассмотрим эффективность выделения сигнала в РФ, которая характеризуется коэффициентом улучшения сигнал/помеха

$$\mu = \mathbf{H}^T \mathbf{R}_c \mathbf{H} / \mathbf{H}^T \mathbf{R}_n \mathbf{H},$$

где $\mathbf{R}_c = [\rho_c(j, l)]$ – корреляционная матрица сигнала на входе РФ, $\mathbf{H}^T \mathbf{R}_c \mathbf{H} = \gamma_c$ – коэффициент прохождения сигнала через РФ.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости соответственно коэффициентов $\gamma_c(K)$ и $\mu(K)$ для оптимальной скорости цели, совместных флуктуациях сигнала $[\rho_c(j, l) = (-1)^{j+l}]$ и прежних характеристиках помехи (обозначения соответствуют рис. 2). Из рис. 3 следует, что при перестройке структуры РФ и $K=2$ и 3 имеют место сравнительно небольшие проигрыши в прохождении сигнала через РФ, что объясняется отличиями элементов векторов \mathbf{H} для РФ обоего типа (см. табл. 1). Результирующая эффективность выделения сигнала на фоне кромки помехи, как видно из рис. 4, для фильтра с перестраиваемой структурой выше эффективности традиционного РФ с фиксированной структурой на 12...17 дБ.

Заключение

Синтезированный методом переменных состояния усовершенствованный нерекursивный РФ позволяет осуществить ускорение переходного процесса путем установки начального состояния РФ, пропорционального первому отсчету помехи в момент его появления.

Усовершенствование РФ достигается перестройкой его структуры по результатам обнаружения кромки пассивных помех, что приводит к нарастанию его эффективности в переходном режиме последовательно от импульса к импульсу.

Проведенный на основе аппарата переменных состояния сравнительный анализ РФ фиксированной и перестраиваемой структуры показал, что перестройка структуры РФ обеспечивает в переходном режиме работы существенное повышение эффективности выделения сигналов движущихся целей на фоне кромки помех для широкого класса спектрально-корреляционных характеристик последних.

Литература

1. Директор С., Рорер Р. Введение в теорию систем : пер. с англ. под ред. Н.П. Бусленко. – М.: Мир, 1974. – 464 с.
2. А. с. № 1083367 СССР, МПК5 Н 04 В 1/10. Устройство подавления помех / С.В. Гуськов, Д.И. Попов. – 4 с.
3. А. с. № 1679874 СССР, МПК6 G 01 S 13/52. Режекторный фильтр / С.В. Гуськов, В.А. Иванов, Д.И. Попов. – 4 с.
4. А. с. № 1802616 СССР, МПК6 G 06 F 17/17, Н 03 Н 21/00. Устройство для адаптивного подавления помех / Д.И. Попов, С.В. Герасимов, Е.Н. Матаев. – 9 с.

THE ACCELERATION OF NON-RECURSIVE REJECTOR FILTERS TRANSIENTS

Popov D.I.

The improved rejector filter (RF) is synthesized by state variable method with the purpose of transient acceleration at receipt edge of clutter. The block diagram of reconstructed in a transient regime RF is offered. The comparative analysis of fixed and reconstructed in transient regime structure RF efficiency is carried out, and the essential increase of RF efficiency is established at reorganization of his structure.

НОВЫЕ КНИГИ

В издательстве «Горячая линия – Телеком» в первом полугодии 2012 г. выходит в свет новая монография по теории помехоустойчивого кодирования ведущего научного сотрудника ИКИ РАН профессора В.В. Золотарёва, члена-корреспондента РАН Ю.Б. Зубарева и д.т.н. Г.В. Овечкина

«Многопороговые декодеры и оптимизационная теория кодирования»

Монография посвящена систематическому изложению современной оптимизационной теории помехоустойчивого кодирования, на основе которой созданы, в частности, в ИКИ РАН, программные и аппаратные средства многопорогового декодирования (МПД), обеспечивающие высокие характеристики помехоустойчивости при малой сложности коррекции цифровых данных в цифровых каналах с большим уровнем шума.

Авторы рассмотрели большое число различных кодовых систем, некоторые из которых являются открытиями в области теории кодирования. Для многих параметров систем кодирования МПД алгоритмы оказываются на 3...5 десятичных порядков более быстрыми и одновременно (!) на столько же порядков более достоверными по сравнению с другими известными методами. Это редчайший случай в истории цифровой обработки сигналов.

Монография предназначена для специалистов в области теории и техники кодирования, разработчиков систем связи, студентов и аспирантов соответствующих специальностей.

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ МИМО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ РАДИОТРАКТА С ИСКУССТВЕННОЙ МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиотехнических устройств Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Комиссаров А.В., аспирант кафедры радиотехнических устройств Рязанского государственного радиотехнического университета

Ключевые слова: пропускная способность, МИМО, пространственная структура, пространственное кодирование, многолучевость, взаимное влияние антенна элементов.

Введение

Общей тенденцией развития современных телекоммуникационных систем является все более полное использование пространственного ресурса, который реализуется применением пространственного разнесения на прием и передачу. Это позволяет реализовать пространственное мультиплексирование и, таким образом, существенно повысить пропускную способность телекоммуникационных систем при наличии сильно развитой многолучевости [1-5] при фиксированной полосе частот и суммарной мощности излучаемых сигналов. В тех случаях, когда ранг канальной матрицы низкий, например, в условиях прямой видимости, в работах [8-11] предложено использовать искусственно созданную многолучевость путем размещения базовых станций в заранее определенных точках обслуживаемой территории. При этом дополнительный выигрыш может быть получен путем оптимизации пространственной структуры приемопередающего тракта [6, 7]. Разработка телекоммуникационных систем на основе искусственной многолучевости и согласованного с ней пространственного кодирования целесообразна при передаче мультимедийного трафика мобильным абонентам, в радиосистемах передачи информации при обслуживании открытой территории, для передачи данных с беспилотных летательных аппаратов. Целью данной работы является повышение пропускной способности МИМО системы с искусственной многолучевостью как путем выбора пространственной структуры, так и применением пространственного кодирования передаваемого сигнала при различных вариантах пространственных структур телекоммуникационной системы, с учетом взаимного влияния элементов антенной решетки.

Постановка задачи

Пространственная структура радиотракта МИМО системы связи характеризуется расположением N_{RX} приемных и N_{TX} передающих антенн в некоторой области пространства S . При этом совокупности приемных и передающих антенн образуют приемную и передающую антенные решетки (АР) соответственно. В общем случае антенны располагаются в 3-х мерном пространстве, а

Проведен анализ пропускной способности МИМО телекоммуникационной системы, использующей искусственную многолучевость. Проведена оптимизация пространственной структуры по критерию максимума пропускной способности. Пространственное кодирование передаваемого сигнала производится методом собственных лучей, а распределение мощности сигнала по собственным лучам на основе принципа «водозаполнения». Рассчитана пропускная способность МИМО системы связи с учетом взаимного влияния элементов приемной и передающей антенн.

пространственная структура системы связи задается набором координат передающих и приемных антенн $x_{TXi}, y_{TXi}, z_{TXi}, i = 1, \dots, N_{TX}, x_{RXj}, y_{RXj}, z_{RXj}, j = 1, \dots, N_{RX}$, заданных в долях длины рабочей волны. В дальнейшем рассматриваются следующие характерные случаи пространственных структур:

- электромагнитные волны, приходящие на каждую приемную антенну от каждой передающей антенны, имеют индивидуальный фронт (рис. 1а),
- электромагнитная волна, приходящая на приемную антенную решетку от каждой передающей антенны, имеет общий для каждой приемной антенны фронт (рис. 1б),
- электромагнитная волна, приходящая на приемную антенную решетку, имеет общий фронт для каждой передающей антенны (рис. 1с).

Матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H} = \{h_{ij} = h_{ij} \exp \varphi_{ij}, i = 1, \dots, N_{RX}, j = 1, \dots, N_{TX}\}$, характеризующая распространение радиоволн от i -ой передающей антенны к j -ой приемной антенне, зависит от характера многолучевости. При естественной многолучевости канальные коэффициенты считаем независимыми комплексными случайными гауссовскими величинами с единичной дисперсией. В случае искусственной многолучевости распространение радиоволн идет прямым лучом, а прием осуществляется с помощью решетки из ненаправленных антенн. При этом модуль канального коэффициента и его фаза зависят от расстояния между антеннами и определяются следующими соотношениями:

$$h_{ij} = \left(4\pi \sqrt{(x_{TXi} - x_{RXj})^2 + (y_{TXi} - y_{RXj})^2 + (z_{TXi} - z_{RXj})^2} \right)^{-1},$$

а фазовый сдвиг по формуле:

$$\varphi_{ij} = 2\pi \sqrt{(x_{TXi} - x_{RXj})^2 + (y_{TXi} - y_{RXj})^2 + (z_{TXi} - z_{RXj})^2}.$$

Сигнал на выходе элементов приемной АР имеет вид:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (1)$$

где \mathbf{X} - передаваемый сигнал, \mathbf{N} - вектор шумов приемного тракта.

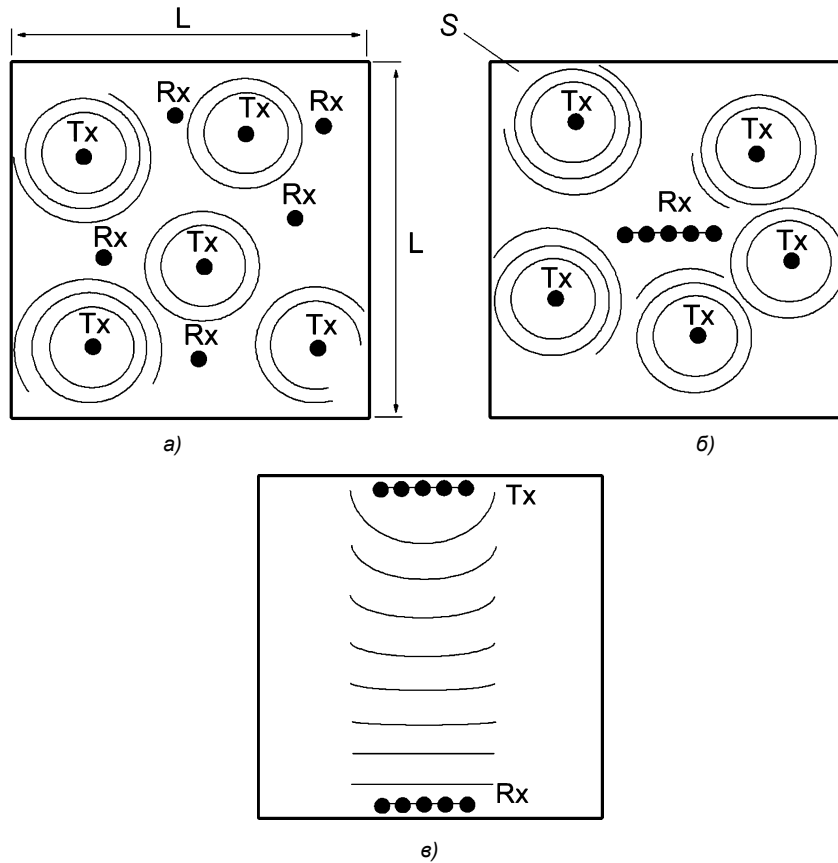


Рис. 1. Пространственные структуры системы связи

Пропускная способность ММО канала связи для заданной матрицы канальных коэффициентов определяется соотношением [1]:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{NRX} + \frac{q}{N_{TX}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{NTX} + \frac{q}{N_{TX}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right),$$

где $q = D_x / D_n$ энергетический потенциал системы, равный отношению мощности D_x , излучаемой всеми передающими антеннами, к мощности шума D_n в каждой приемной антенне.

В общем случае коррелированных передаваемых сигналов пропускная способность ММО канала связи определяется для заданной матрицы канальных коэффициентов соотношением [1]:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{RTX} + \frac{1}{D_n} \mathbf{H} \mathbf{R} \mathbf{H}^H \right), \quad (2)$$

где $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{X} \mathbf{X}^H}$ – корреляционная матрица передаваемого сигнала \mathbf{X} , D_n – мощность шума в каждой приемной антенне. В дальнейшем будем полагать, что пространственное кодирование не изменяет полную мощность сигнала, излучаемую всеми передающими антеннами: $D_x = \text{tr} \mathbf{R} = \text{const}$. Выражение для пропускной способности можно представить в виде, характерном для пропускной способности нескольких параллельных каналов:

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \lambda_k \alpha_k),$$

где $\lambda_i, \alpha_k, i = 1, \dots, K$ – собственные числа матриц $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ и \mathbf{R} соответственно.

Положим, что исходный сигнал \mathbf{S} представляет собой совокупность независимых гауссовских случайных чисел с постоянной дисперсией. Пространственное кодирование описывается матричным линейным преобразованием $\mathbf{X} = \mathbf{F} \mathbf{S}$,

где кодирующая матрица $\mathbf{F} = \mathbf{V} \mathbf{\Phi}$ определяется матрицей ортонормированных собственных векторов \mathbf{V} , получаемой из разложения $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{V}^H$, а также диагональной матрицей $\mathbf{\Phi} = \{\phi_{ii}, i = 1, \dots, K\}$, задающей распределение мощности сигнала по собственным лучам [4]. При этом корреляционная матрица сигнала \mathbf{R} равна: $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{V} \mathbf{S} (\mathbf{V} \mathbf{S})^H} = \mathbf{V} \mathbf{P} \mathbf{V}^H$, где $\mathbf{P} = \{p_{ii}, i = 1, \dots, K\}$ – диагональная матрица распределение мощности многомерного сигнала, составленная из собственных чисел матрицы \mathbf{R} .

Для получения максимальной пропускной способности необходимо выбирать распределение мощности сигнала по принципу «водозаполнения» [4]: $\phi_{ii} = \left(\mu - \frac{D_n}{\lambda_{ii}} \right)^+$, где коэффициент μ выбирается из условия $\sum_{i=1}^K \phi_{ii}^2 = 1$, $\mathbf{\Lambda} = \{\lambda_{ii}, i = 1, \dots, K\}$ – диагональная матрица собственных чисел, $(x)^+ = \{x, x > 0; 0, x \leq 0\}$.

Рассмотренное пространственное кодирование реализуется в MIMO системах с обратной связью (CLTD). Если сведения о матрице канальных коэффициентов на передающей стороне неизвестны (OLTD), то наилучшим распределением мощности является равномерное распределение $\phi_{ii}^2 = 1/K$ [2], а пространственное кодирование не используется: $\mathbf{X} = \mathbf{S}$.

Анализ пропускной способности системы связи без учета взаимного влияния антенн

Анализ пропускной средней способности проведен методом статистического моделирования при заданных энергетическом потенциале системы q , размере L квадратной области S , выраженный в долях длины волны; все антенны расположены в горизонтальной плоскости $z_{TXi} = z_{RXj} = 0, \forall i, j$.

На рис. 2 приведены зависимости усредненной пропускной способности от числа антенн $N_a = N_{TX} = N_{RX}$ при $q = 10^{11}$. Размер квадратной области S равен $L = 1000$ длин волн; все антенны расположены в одной плоскости, что позволяет принять $z_{TXi} = z_{RXi} = 0, \forall i, j$. Усреднение производилось по ансамблю пространственных структур, которые задавались следующим образом:

а) канальные коэффициенты являются независимыми гауссовскими случайными числами, что характерно для естественной многолучевости,

б) координаты $x_{TXi}, x_{RXi}, y_{TXi}, y_{RXi}$ принимают случайные значения, равномерно распределенные на интервале $[0, L]$ (рис. 1а),

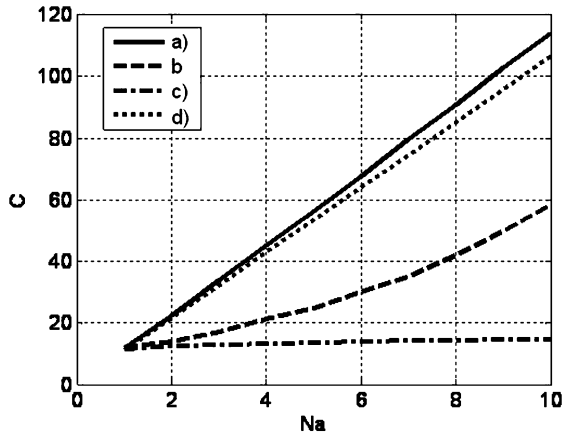


Рис. 2. Пропускная способность канала связи с естественной многолучевостью

с) координаты передающей AP, x_{RXi}, y_{RXi} принимают случайные значения, равномерно распределенные на интервале $[0, L]$, а координаты приемной AP x_{TXi}, y_{TXi} сгруппированы в окрестности точки $(x_{OTX} = 500, y_{OTX} = 500)$ и образуют эквидистантную $\lambda/2$ линейную AP, ориентированную в горизонтальной плоскости (рис. 1б),

д) координаты передающей AP x_{TXi}, y_{TXi} сгруппированы в окрестности точки $(x_{OTX} = 500, y_{OTX} = 0)$, а координаты приемной AP, x_{RXi}, y_{RXi} сгруппированы в окрестности точки $(x_{ORX} = 500, y_{ORX} = 1000)$ и обе решетки являются эквидистантными $\lambda/2$ линейными AP, ориентированными в горизонтальной плоскости (рис. 1с).

Моделирование пропускной способности при различ-

ных пространственных структурах передающей части MIMO системы связи показало, что усредненная пропускная способность изменялась в пределах 10..20% [8], что доказывает существенное влияние пространственной структуры передающей части рис. 1б на пропускную способность.

При оптимизации пространственной структуры передающей части критерием качества выбран максимум пропускной способности при ограничении на неравномерность ее изменения на области S . Рассчитывалась усредненная по всем возможным координатам расположения приемной AP пропускная способность:

$$C_{cp} = \frac{1}{L^2} \sum_{x_{RX}=1}^L \sum_{y_{RX}=1}^L C(x_{RX}, y_{RX}),$$

а для случая пространственного кодирования усреднение производилось по ансамблю различных пространственных структур. Естественная многолучевость, обусловленная отражениями от местных предметов, в данном случае не учитывалась. Оптимизация пространственной структуры передающей части позволила повысить пропускную способность MIMO системы связи в среднем на 5..15%, в зависимости от числа антенн и размеров области S [9]. Сравнение пропускной способности, при наличии и отсутствии пространственного кодирования и равномерном распределении мощности сигнала по передающим антеннам, показало выигрыш 10..25% в пропускной способности от применения пространственного кодирования [11].

Взаимное влияние антенн на пропускную способность MIMO канала связи при наличии искусственной многолучевости

Рассмотрим MIMO систему связи, состоящую из N_{TX} передающих и N_{RX} приемных антенн. Приемные антенны образуют линейную эквидистантную антенную решетку (AP) длины L_A (рис.1б). В большинстве мобильных приложений существуют ограничения на размер антенной системы. При достаточно близком расположении элементов AP становится заметным взаимное влияние сигналов различных элементов AP. В MIMO системах связи взаимное влияние антенн приводит к увеличению корреляции между излучаемыми (принимаемыми) сигналами и, следовательно, к уменьшению пропускной способности канала связи.

Взаимное влияние элементов AP учитывается матрицей взаимных импедансов антенн $\mathbf{Z} = \{Z_{mn}, m, n = 1, \dots, N_{RX} (N_{TX})\}$, причем $Z_{mn} = Z_{nm}$. Напряженность электрического поля $\mathbf{E} = \{E_i, i = 1, \dots, N_{RX}\}$ связана с токами в вибраторах $\mathbf{I} = \{I_i, i = 1, \dots, N_{RX}\}$ системой уравнений Кирхгофа: $\mathbf{E} = \mathbf{Z}\mathbf{I}$. Соответственно, токи в элементах приемной AP задаются выражением: $\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{E}$.

В качестве модели AP примем решетку из тонких вибраторов длиной $2l$, расположенных на расстоянии d , выражения для расчета взаимных импедансов которых имеет вид [12]:

$$Z_{mn} = \frac{jW}{2\pi \sin kl} \times$$

$$\times \int_0^l (\alpha(z_m) + \beta(z_m) - \gamma(z_m)) \frac{\sin k(l - |z_m|)}{\sin kl} dz_m,$$

где $\alpha(z_m) = \frac{\exp(-jk\sqrt{d^2 + (z_m - l)^2})}{\sqrt{d^2 + (z_m - l)^2}},$

$$\beta(z_m) = \frac{\exp(-jk\sqrt{d^2 + (z_m + l)^2})}{\sqrt{d^2 + (z_m + l)^2}},$$

$$\gamma(z_m) = 2 \cos kl \frac{\exp(-jk\sqrt{d^2 + z_m^2})}{\sqrt{d^2 + z_m^2}}, \quad W = \frac{k}{\omega \epsilon_0}$$

сопротивление среды, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, $\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi \text{ К}^2/\text{н} \cdot \text{м}^2$ – электрическая постоянная.

С учетом взаимовлияния элементов АР сигнал в линейном тракте приемника ММО системы связи определяется на основе выражения (1): $\underline{Y} = \underline{I} + \underline{N} = \underline{Z}^{-1} \underline{E} + \underline{N} = \underline{Z}^{-1} \underline{H} \underline{X} + \underline{N}$. Исходя из вышесказанного, формула пропускной способности ММО канала связи (2) принимает следующий вид:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{RX} + \frac{1}{D_N} \underline{Z}_{RX}^{-1} \underline{H} \underline{H}^H (\underline{Z}_{RX}^{-1})^H \right). \quad (3)$$

При некоррелированных сигналах \underline{X} формула пропускной способности приводится к виду:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{RX} + \frac{q}{N_{RX}} \underline{Z}_{RX}^{-1} \underline{H} \underline{H}^H (\underline{Z}_{RX}^{-1})^H \right). \quad (4)$$

В общем случае необходимо учитывать взаимное влияние как приемных, так и передающих антенн. Так как сигнал на выходе передающих антенн с учетом их взаимного влияния имеет вид: $\underline{U} = \underline{Z}_{TX} \underline{X}$, где \underline{Z}_{TX} – матрица импедансов передающих антенн, то сигнал на выходе приемных антенн равен: $\underline{Y} = \underline{Z}_{RX}^{-1} \underline{H} \underline{Z}_{TX} \underline{X} + \underline{N}$. Исходя из вышесказанного, формула пропускной способности ММО канала связи принимает следующий вид:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{RX} + \frac{1}{D_N} \underline{Z}_{RX}^{-1} \underline{H} \underline{Z}_{TX} \underline{R} \underline{Z}_{TX}^H \underline{H}^H (\underline{Z}_{RX}^{-1})^H \right). \quad (5)$$

При некоррелированных сигналах \underline{X} формула пропускной способности приводится к виду:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{RX} + \frac{q}{N_{TX}} \underline{Z}_{RX}^{-1} \underline{H} \underline{Z}_{TX} \underline{Z}_{TX}^H \underline{H}^H (\underline{Z}_{RX}^{-1})^H \right). \quad (6)$$

Влияние матрицы взаимных импедансов на пропускную способность при естественной многолучевости

Рассмотрим ММО систему связи, модель которой представлена на рис. 1б. Целью моделирования является определение влияния матрицы импедансов антенн приемной части на пропускную способность ММО канала связи. Энергетический потенциал системы равен $q = 10^{11}$. Передающие антенны распределены равномерно в области S . Полагается, что вследствие наличия местных отражателей в области S формируется сильно развитая

естественная многолучевость, что позволяет применить модель канальных коэффициентов в виде независимых случайных величин. Приемные антенны представляют собой эквидистантную антенную решетку размером $L_A = 1, 5, 10, 20$ длин волн с изменяющимся расстоянием между элементами.

На рис.3 приведена зависимость усредненной пропускной способности от числа антенн при различных линейных размерах приемной АР, рассчитанной по формуле (4). На рис. 3а изображены соответствующие характеристики при отсутствии влияния, на рис. 3б – при наличии влияния между приемными антеннами. Коэффициенты канальной матрицы являются случайными величинами, что соответствует модели естественной многолучевости. Для обеспечения постоянства энергетических характеристик ММО системы производится нормировка матрицы импедансов:

$$\underline{Z}_n = \frac{\underline{Z}}{\sqrt{\text{tr}(\underline{Z}\underline{Z}^H)}}.$$

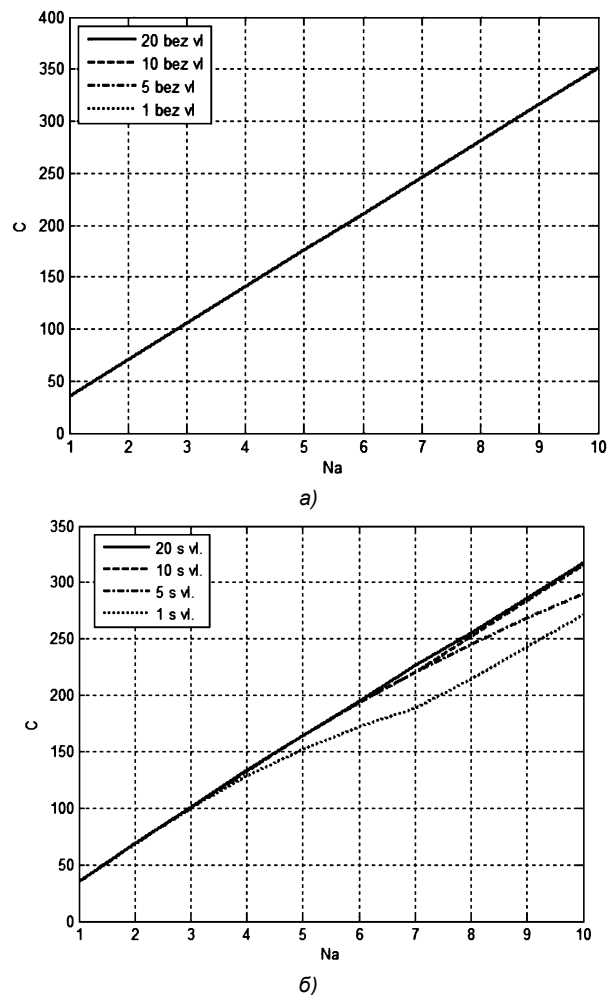


Рис.3. Усредненная пропускная способность в условиях естественной многолучевости: а) без учета влияния элементов АР; б) с учетом влияния элементов АР

Из получившихся зависимостей видно, что при отсутствии взаимного влияния расстояние между элементами АР не влияет на пропускную способность ММО канала связи. При наличии взаимного влияния между антенн, расстояние между элементами АР влияет на пропускную способность. При увеличении числа антенн N_a и, соответ-

ственно, уменьшении расстояния между элементами возникает взаимосвязь между элементами антенной решетки, что приводит к уменьшению пропускной способности.

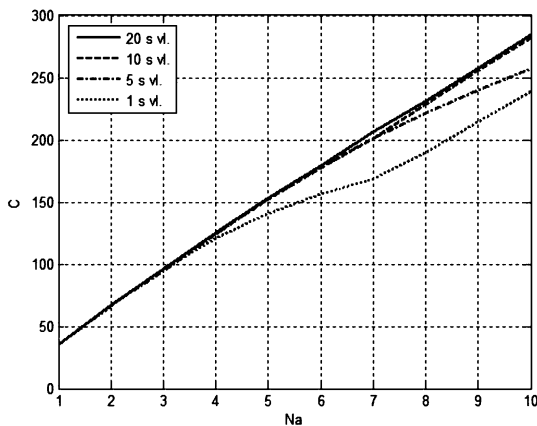


Рис.4. Усредненная пропускная способность с учетом влияния элементов приемной и передающей AP

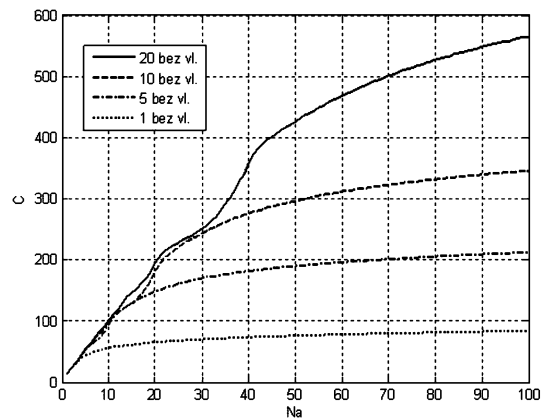
На рис. 4 приведены зависимости пропускной способности, рассчитанной по формуле (6), при учете взаимного влияния как на приемной, так на передающей стороне. Из графиков следует, что учет влияния между антеннами на обеих сторонах MIMO канала связи дополнительно уменьшает пропускную способность.

Влияние матрицы взаимных импедансов на пропускную способность при искусственной многолучевости

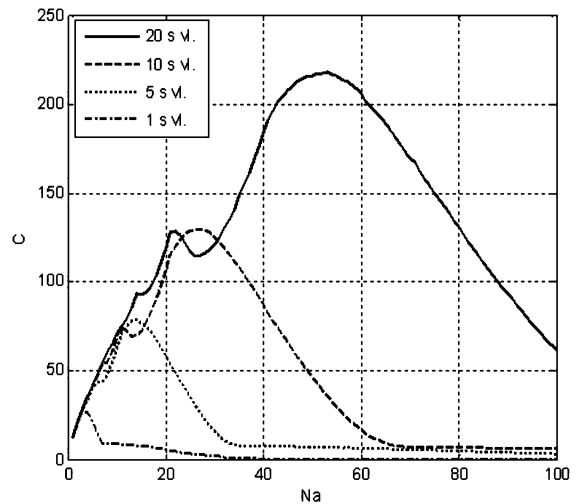
Рассмотрим MIMO систему связи, пространственная структура которой отображена на рис. 1б. Целью моделирования является определение влияния матрицы импедансов антенн приемной части на зависимость пропускной способности MIMO канала связи от числа антенн. Моделирование осуществляется при постоянных размерах области расположения антенн, передающие антенны случайным образом располагаются внутри заданной области, энергетический потенциал системы $q = 10^{11}$. Приемная антенна, представляет собой эквидистантную антенную решетку постоянного размера L , расположенную в середине области S , а передающие антенны распределены равномерно в области S .

На рис. 5а изображены графики зависимостей, полученных при отсутствии взаимного влияния элементов AP, а на рис. 5б – с учетом влияния элементов приемной AP. Размеры приемной AP выбраны равными $L = 1, 5, 10, 20$ длин волн. Чтобы матрица импедансов не изменяла энергетических характеристик MIMO системы, была осуществлена ее нормировка: $\underline{Z}_n = \frac{\underline{Z}}{\sqrt{\text{tr}(\underline{Z}\underline{Z}^H)}}$.

Из графиков рис. 5б видно, что при увеличении числа антенн в приемной AP фиксированной длины уменьшается расстояние между элементами, что приводит к увеличению взаимных импедансов и значительному уменьшению пропускной способности. Значительное снижение пропускной способности объясняется распределением излучаемой и принимаемой мощности между всеми, в том числе и неэффективными элементами AP.



а)



б)

Рис.5. Усредненная пропускная способность в условиях искусственной многолучевости:

а) без учета влияния элементов AP;
б) с учетом влияния элементов AP

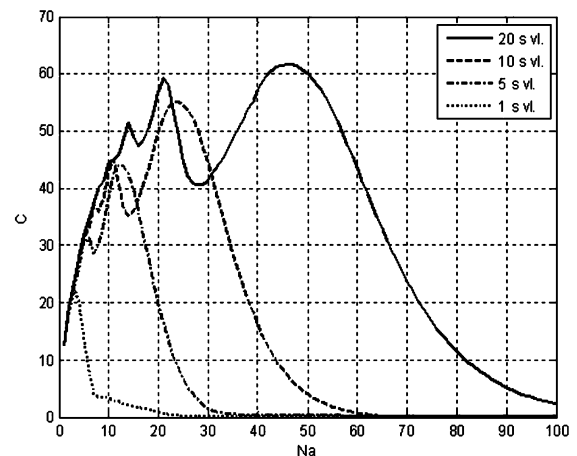


Рис.6. Усредненная пропускная способность с учетом влияния элементов приемной и передающей AP

В результате моделирования получены зависимости усредненной пропускной способности при учете взаимного влияния, как на приемной, так на передающей стороне. Как видно из графиков рис.6 учет взаимного влияния антенных элементов как приемной, так и передающей антенн приводит к более значительному уменьшению пропускной способности MIMO канала связи по сравнению со случаем взаимного влияния только в приемной AP.

Заключение

Пространственные структуры имеют определяющее значение для пропускной способности ММО канала при распространении волны прямым лучом. При этом пропускная способность приближается к значениям, получаемым для случайной матрицы канальных коэффициентов, имеющей максимальный ранг. Вместе с тем реализация потенциальных характеристик требует дополнительных условий, заключающихся в значительном пространственном разнесении антенн приемной и (или) передающей АР. Совместная передача и обработка сигналов сильно разнесенных антенн потребует дополнительных каналов передачи между ними, что делает невозможной мобильную связь при пространственной структуре рис.1а. Вместе с тем мобильная связь возможна при пространственной структуре рис.1б, которая дает выигрыш в пропускной способности в несколько раз по сравнению со случаем отсутствия разнесения на передачу.

Показано, что в случае слабо выраженной многолучевости повысить пропускную способность можно путем создания искусственной многолучевости. Использование пространственного кодирования методом собственных лучей, согласованного с характером искусственной многолучевости, позволяет получить предельные значения пропускной способности.

Установлено, что взаимное влияние элементов АР приводит к уменьшению пропускной способности. Вместе с тем, дальнейшее увеличение числа элементов АР в случае естественной многолучевости при заданном размере апертуры антенны позволяет нейтрализовать этот эффект и увеличить пропускную способность. В случае искусственной многолучевости такое улучшение достигается применением пространственного кодирования и оптимизации пространственной структуры.

Литература

1. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. Eur. Trans. Telecom., 1999, 10, p. 585.
2. Shiu D.-S., Foschini G., Gans M., Kahn J. Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems. IEEE Trans. Commun., 2000, 48, p. 502.
3. Gershman A.B., Sidiropoulos N.D. Space-Time Processing for MIMO Communications – John Wiley & Sons, 2006.
4. Volker Kuhn. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. – John Wiley & Sons, 2006.
5. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделлин В.Б., Шумов А.П. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / Под ред. проф. А.М. Шломы. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008.
6. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Оптимальный прием дискретных сообщений системой обработки с оптимальной пространственной структурой // Радиотехника и электроника. - 2000. - Т. 45, №3. - С. 305-312.

7. Паршин Ю.Н., Гусев С.И. Влияние сигнально-помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Вып. 4. - Рязань: РГРТА, 1998. - С. 117-120.

8. Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В. Влияние пространственной структуры радиотракта на пропускную способность ММО телекоммуникационной системы // 19-я международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» – Севастополь, Украина: СНТУ, 2009. – С. 275-276.

9. Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В. Оптимизация пространственной структуры и пространственное кодирование в системе связи с искусственной многолучевостью // IV Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь», 29 ноября – 3 декабря 2010 г., Москва. Доклады. 2010 - М: УРАН ИРЭ им. В.А. Котельникова, 2010. – С. 921-923.

10. Комиссаров А.В. Оптимизация пространственной структуры ММО системы связи, построенной на основе искусственной многолучевости // 16-я международная конференция «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникация» - Рязань: РГРТУ, 2010 – С. 102-103.

11. Паршин Ю.Н. Пространственное кодирование в телекоммуникационной ММО системе с искусственной многолучевостью // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Севастополь, 13-17 сентября 2010 г.: материалы конф. Т.1 – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 425-426.

12. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. – М.: Энергия, 1975.

MIMO COMMUNICATION SYSTEM CAPACITY IN THE PRESENCE OF VARIABLE SPATIAL STRUCTURE OF RADIO CHANNEL AND SIMULATED MULTIPATH PROPAGATION

Parshin Yu. N., Komissarov A. V.

The investigation capacity mobile communication system designed on MIMO principles in the presence of simulated multipath propagation is carry out. Spatial encoding is realized by beamforming method. Power distribution along transmit and receive antennas is specified by «water-filling». It is noticed, that spatial encoding marched with channel matrix is provided capacity benefit in the presence of simulated multipath propagation. MIMO system capacity in the presence of interference of transmit antennas elements and receive antennas elements evaluated.

Keywords – Capacity, MIMO, spatial structure, spatial encoding, multipath propagation, interference antennas elements.

МНОГОСКОРОСТНАЯ АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА В ЗАДАЧАХ РАДИОВИДЕНИЯ

Андреев Н.А., к.т.н. начальник лаборатории НТЦ ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Витязев В.В., д.т.н., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru

Колодько Г.Н., к.т.н., директор НТЦ ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Ключевые слова: радиовидение, синтезирование апертуры, адаптивная, многоскоростная, цифровая обработка, траекторный сигнал.

Введение

Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени остается одной из актуальных при решении задач радиовидения, несмотря на появление большого количества публикаций в этой области, отражающих целый спектр новых методов и алгоритмов обработки траекторного сигнала с целью повышения качества изображения.

Основная цель при формировании РЛИ и последующего распознавания и селекции неподвижных объектов и движущихся целей – достижение максимальной разрешающей способности в условиях реальных ограничений, связанных с уходом параметров принимаемого траекторного сигнала на интервале синтезирования, воздействием широкого спектра шумов и помех (как внешних, так и внутренних), отклонениями в формировании заданной диаграммы направленности антенны (ДНА) и характеристик приемо-передающего тракта [1-5].

Решение проблемы формирования качественного РЛИ в указанных условиях предполагает использование более совершенных адаптивных алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала и самого изображения, что предъявляет особые требования к бортовому радиолокационному комплексу (БРЛК), обеспечивающему высокую вычислительную производительность (до 10 и более миллиардов операций в секунду). Известно [6-8], что одним из наиболее эффективных способов минимизации вычислительных затрат при решении широкого круга задач ЦОС является многоскоростная обработка сигналов, использующая понижение и повышение частоты дискретизации. Идея последовательного понижения частоты дискретизации траекторного сигнала при переходе от внутрипериодной к межпериодной обработке и самого РЛИ при его последующем формировании и отображении на индикаторе естественно не обошла вниманием и специалистов в области радиовидения [1,2]. Краткому описанию общих принципов построения структуры цифрового приемника траекторного сигнала и алгоритмов его обработки в различных режимах работы БРЛК на основе методов многоскоростной и адаптивной фильтрации, представленных авторами в ранее опубликованных работах [9,21], посвящена настоящая статья.

Рассматриваются способы построения структуры цифрового приемника траекторного сигнала и алгоритмы его обработки на основе многоскоростной и адаптивной фильтрации. Приводятся модель траекторного сигнала и структурные схемы цифрового приемника в режимах картографирования и селекции наземных движущихся целей. Показано, что применение многоскоростной адаптивной фильтрации является эффективным инструментом решения задач радиовидения.

Математическая модель траекторного сигнала

Предполагается [14], что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому i -му точечному объекту ставится в соответствие отраженный от объекта радиосигнал, который несет в себе информацию о целой совокупности отражателей, попадающих в зону его пространственного разрешения. В самом общем случае на фоне земной поверхности возможно движение M точечных объектов (целей) в направлениях α_i по отношению к направлению движения носителя БРЛК с неизвестными скоростями $V_{ци}$ и ускорениями $a_{ци}$, $i = \overline{1, M}$. При этом, если размеры цели не выходят за элемент пространственного разрешения, то движение всех M точечных объектов выполняется не независимо друг от друга. В противном случае, может наблюдаться полная корреляционная зависимость между точечными объектами, принадлежащими одной цели.

В дальнейшем будем рассматривать ситуацию, когда каждая i -я цель – это отдельный точечный объект с независимыми параметрами движения, а число целей равно M . Тогда принимаемый БРЛК траекторный сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = \sum_{i=1}^M s_{ци}(t) + s_{\phi}(t) + p(t), \quad (1)$$

где $s_{ци}(t)$ – составляющая траекторного сигнала от i -й цели, $s_{\phi}(t)$ – фоновая составляющая отражений от земной поверхности и неподвижных объектов, $p(t)$ – комплексный шум от внешних и внутренних источников.

Для i -й точечной цели принимаемый сигнал $s_{ци}(t)$ связан с полярными координатами и параметрами движения носителя БРЛК выражением вида:

$$s_{ци}(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi}{\lambda} r_i(t) - \varphi_{0i} \right] \right\}, \quad (2)$$

где U_i , φ_{0i} – случайные амплитуда и начальная фаза сигнала; λ – длина волны; $G(t)$ – нормированная функ-

ция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА; $r_i(t)$ – текущее расстояние от носителя БРЛК до объекта.

Пусть в момент $t = 0$ координаты i -ой цели относительно БРЛК принимают значения (X_{Hi}, Y_{Hi}) . Носитель БРЛК движется в горизонтальном направлении со скоростью V , а i -я цель в противоположном направлении под углом α_i (рис.1.) со скоростью V_{ci} . Текущее расстояние $r_i(t)$ между носителем БРЛК и i -й целью меняется с течением времени в общем случае по нелинейной зависимости вида

$$r_i(t) = \sqrt{[X_{ni} - (V + V_{ci}^t)t]^2 + [Y_{ni} - V_{ci}^\perp t]^2}, \quad (3)$$

где V_{ci}^t, V_{ci}^\perp – проекции скорости цели по направлению движения носителя БРЛК и перпендикулярному к нему направлению.

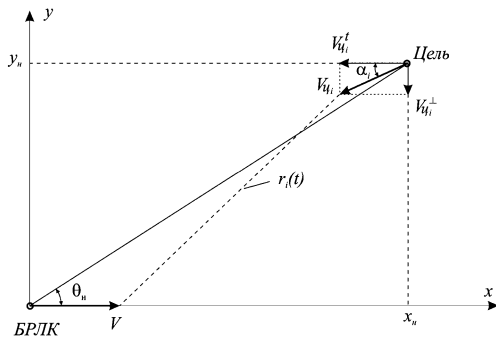


Рис 1. Система координат при определении текущего расстояния от движущейся цели

Используя разложение нелинейной зависимости (3) в ряд Тейлора и ограничиваясь на концах интервала обработки T_c первой и второй производными (при постоянных значениях параметров движения), получим [14]:

$$r_i(t) = R_{ni} - [V \cos \theta_{ni} t + (V_{ci}^t \cos \theta_{ni} + V_{ci}^\perp \sin \theta_{ni})t] + \frac{[(V + V_{ci}^t) \sin \theta_{ni} - V_{ci}^\perp \cos \theta_{ni}]^2}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (4)$$

Заметим, что если i -я цель неподвижна, то $V_{ci}^t = V_{ci}^\perp = 0$, и выражение (4) принимает форму

$$r_i(t) = R_{ni} - V \cos \theta_{ni} t + \frac{V^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2R_{ni}} t^2 + \dots,$$

используемую в режиме картографирования земной поверхности. Более того, если вместо горизонтальной и вертикальной проекций V_{ci}^t и V_{ci}^\perp вектора скорости цели V_{ci} воспользоваться радиальной V_{ci}^R и перпендикулярной к ней $V_{ci}^{R\perp}$ составляющими, то выражение (4) примет следующий вид:

$$r_i(t) = R_{ni} - V \cos \theta_{ni} t - V_{ci}^{R\perp} t + \frac{(V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что если в момент времени $t = 0$ i -я цель движется строго в направлении на носитель БРЛК и $V_{ci}^{R\perp} = 0$, то

$$r_i(t) = R_{ni} - (V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)t + \frac{V^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (6)$$

и обнаружение i -й цели выполняется только по радиаль-

ной составляющей. С другой стороны, если i -я цель движется параллельно носителю БРЛК, то в режиме бокового обзора (когда $\theta_{ni} = 90^\circ$), решающую роль играет тангенциальная составляющая $V_{ci}^t = V_{ci}^{R\perp}$.

Подставив (5) в аргумент функции (2) и отбросив все составляющие выше квадратичной, получим, что фаза траекторного сигнала i -й цели изменяется по закону:

$$\varphi_i(t) = \frac{4\pi}{\lambda} (V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)t - \frac{2\pi}{\lambda R_{ni}} (V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2 t^2 + \varphi_{i0i} \quad (7)$$

где $\varphi_{i0i} = \varphi_{0i} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{ni}$ – начальная фаза. При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{di}(t) = \frac{2(V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)}{\lambda} - \frac{2(V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2}{\lambda R_{ni}} t \quad (8)$$

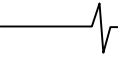
Примечание: В выражениях (7) и (8) предполагается, что i -я цель движется навстречу носителю БРЛК, в противном случае – знаки перед составляющими вектора скорости V_{ci} меняются на противоположные.

Первый член выражения (8) определяет среднюю доплеровскую частоту, а второй член – ее линейный уход, обусловленный как движением носителя БРЛК, так и движением цели. Следовательно, возникает неоднозначность в принятии решения и оценке координат и параметров движения цели только по изменению значения доплеровской частоты. Вместе с тем, именно анализ траекторий доплеровских частот лежит в основе большинства методов и алгоритмов решения задачи селекции наземных движущихся целей (НДЦ).

Последующий анализ спектральной структуры траекторного сигнала, принимаемого БРЛК в режиме секторного обзора остронаправленной ДНА, показал [9-12], что траекторный сигнал является узкополосным, ширина полосы частот которого при обзоре в направлении движения ЛА может сужаться до 10 Гц при частоте повторения зондирующих импульсов до 10-100 кГц. Вследствие нестабильности параметров траекторного сигнала на интервале синтезирования РЛИ его полоса частот может уходить (смещаться) относительно исходного положения на значительную величину. При этом закон изменения фазы сигнала может быть произвольным, что требует значительных усилий (вычислительных затрат) по реализации эффективных алгоритмов автофокусировки. Поэтому переход от исходной частоты дискретизации, определяемой частотой повторения зондирующих импульсов, к частоте дискретизации, определяемой шириной полосы траекторного сигнала (с учетом ее ухода на интервале синтезирования), с использованием методов многоскоростной обработки, – это инструмент значительного уменьшения приведенных вычислительных затрат.

Общая структура цифрового приемника траекторного сигнала

Общая структура цифрового приемника с применением предварительной фильтрации и многоскоростной



обработки траекторного сигнала [15] приведена на рис. 2.

Входной аналоговый сигнал, поступающий с приемной части системы в виде квадратурной и синфазной составляющих, обрабатывается в тракте оцифровки (аналого-цифрового преобразования – АЦП) и на частоте дискретизации $F_{кв0}$ подается на схему согласованной фильтрации, обеспечивающей оптимальный прием сигнала на фоне шумов и заданное разрешение РЛИ по дальности.

Предварительная фильтрация траекторного сигнала $x_i[nT_1]$ по каждому i -му каналу дальности с понижением частоты дискретизации в ν раз производится блоками адаптивного цифрового фильтра-демодулятора (АЦФД). В структуру фильтра-демодулятора (ФД) входит этап комплексного смещения спектра, описываемый выражением:

$$x_{oi}[nT_1] = x_i[nT_1] \cdot e^{j2\pi f_{0i}nT_1},$$

где $x_{oi}[nT_1]$ и $x_i[nT_1]$ – сигнал на выходе и входе демодулятора i -го канала дальности, а f_{0i} – центральная частота полосы входного траекторного сигнала, рассчитываемая на основе известных параметров движения ЛА и заданного угла наблюдения.

Следующим этапом производится низкочастотная фильтрация, совмещаемая с прореживанием по времени (децимацией). Целью фильтрации является подавление спектральных составляющих, лежащих выше половины новой частоты дискретизации $F_{кв2}$. Работа фильтра описывается выражением:

$$y_i(mT_2) = y_i(\nu_1 nT_1) = \sum_{k=0}^{N_{нч}} h_{нч}[kT_1] \cdot x_{oi}[(\nu_1 n - k)T_1]$$

где $y_i(mT_2)$ – выход фильтра с понижением частоты дискретизации в ν_1 раз, $h_{нч}[mT_1]$ – импульсная характеристика низкочастотного фильтра, $N_{нч}$ – порядок фильтра. Частота дискретизации на выходе ФД $F_{кв2}$ выбирается в соответствии с выражением:

$$F_{кв2} = F_{кв1} / \nu_1 = F_{кв1} / \text{ceil}\{F_{кв1} / \Delta F\},$$

где ν_1 – коэффициент децимации, $F_{кв1}$ – исходная частота дискретизации, а ΔF – ширина полосы частот траекторного сигнала, рассчитываемая в соответствии с известными параметрами движения ЛА и сектора обзора. Оператор $\text{ceil}\{\}$ выполняет округление до ближайшего меньшего целого.

Последующая обработка, связанная собственно с выделением из принятого сигнала информации об РЛИ и адаптивной фильтрацией (АФ), производится на новой частоте дискретизации $F_{кв2}$. Коэффициент децимации может лежать в диапазоне от 10 до 100 и более [9], и предварительная фильтрация с применением многоскоростной обработки узкополосного траекторного сигнала в общем случае дает ощутимый выигрыш по снижению вычислительных затрат. В режиме картографирования с фокусируемым синтезированием апертуры осуществляется компенсация линейного ухода доплеровских частот – компенсатор ЛЧМ. Компенсация ЛЧМ производится путем умножения на опорную функцию в соответствии с

известным выражением типовой обработки сигнала в режиме синтезирования апертуры:

$$y_i^*(mT_2) = y_i(mT_2)w_{j,i}(mT_2) = y_i(mT_2) \exp\left\{-j \frac{4\pi}{\lambda} [VmT_2 \cos(\theta_j) - \frac{V^2(mT_2)^2}{2R_n + r_i} \sin^2(\theta_j)]\right\}$$

где θ_j – азимут j -го частотного канала.

Если же обработка выполняется в режиме доплеровского обужения луча, то этап фокусировки пропускается. Ядром обработки сигнала является преобразование ДПФ, измеряющее амплитуду спектра траекторного сигнала с заданным разрешением, соответствующим требуемому разрешению РЛИ по азимуту:

$$|Y(i, j)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y_i(m) e^{-j2\pi jm/N} \right|, \quad j = \overline{1, M}, \quad i = \overline{1, K}.$$

Выход ДПФ анализируется и помещается в общую матрицу РЛИ, выводимую на экран.

Отметим, что благодаря использованию принципа многоскоростной обработки сигнала затраты на ДПФ, а также на фокусировку (в случае режима ФСА) и автофокусировку удается существенно снизить [10, 13].

Чтобы обеспечить быстрое и простое программное переключение от одного режима работы к другому (например, при изменении скорости полета ЛА, угла обзора, параметров зоны обзора, требований к РЛИ и других факторов), в структуру включен блок адаптации. Этот блок получает информацию о параметрах движения ЛА и обзора и делает перерасчет параметров обработки, адаптируя систему к новым условиям работы. Этот же блок может быть использован для перестройки узлов предварительной фильтрации с целью их адаптации к изменяющейся структуре входного сигнала.

В верхней части схемы располагается линейка блоков обработки траекторного сигнала, реализующая режим селекции наземных движущихся целей. Если низкочастотный фильтр на этапе предварительной фильтрации в основном канале обработки выделяет заданную полосу траекторного сигнала, то в схеме селекции НДЦ для режекции отражений от земной поверхности достаточно выполнить вычитание сигнала после фильтрации из исходного траекторного сигнала. Обеспечение когерентности сигналов гарантирует блок задержки в цепи НДЦ на величину порядка НЧ-фильтра. Предполагается, что режекторный фильтр, реализуется в классе КИХ-цепей по структуре, представленной в [15], на основе последовательного соединения фильтра-дециматора и фильтра-интерполятора. Таким образом, в структуре сигнала в цепи селекции НДЦ после подавления частот в основной полосе остаются лишь шумовые составляющие и «отметки» от движущихся целей. Мощность сигнала после режекции анализируется решающим устройством, которое, в случае превышения порогового уровня и детектирования движущейся цели, разрешает анализ остаточного сигнала с помощью процедуры ДПФ, дающей информацию о количестве и скоростях движущихся целей на данном азимуте и текущей дальности.

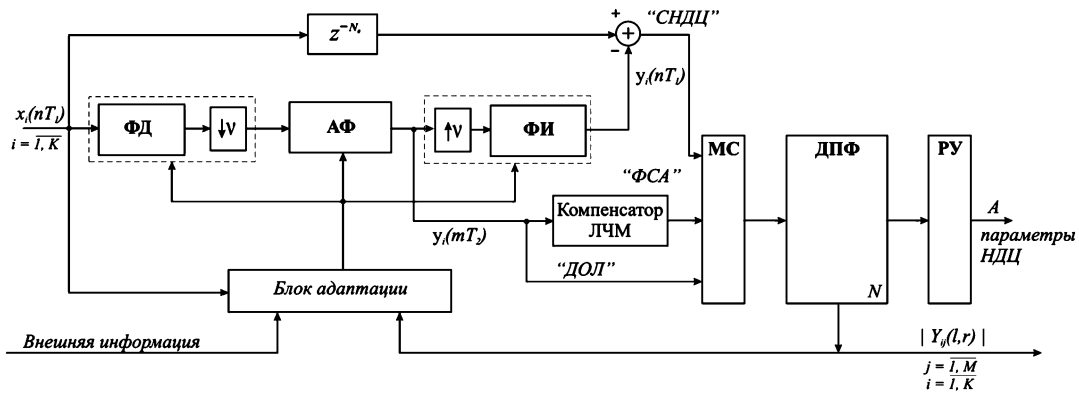


Рис. 2. Общая структура цифрового приемника траекторного сигнала

На управляющее устройство выдается матрица РЛИ $|Y(i, j)|$ и вектор A параметров движущихся целей. В этой ветви алгоритма ДПФ выполняется на исходной относительно высокой частоте дискретизации. Однако, поскольку процедура выполняется лишь тогда, когда уровень сигнала превышает порог, общие затраты на нее оказываются несущественными. В то же время остается возможность применения методов многоскоростной обработки и в цепи СНДЦ [14].

Представленная структура описывает обобщенный подход к построению цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала с возможностью адаптации и применения методов многоскоростной обработки. Разработка конкретных схем адаптации к характеристикам траекторного сигнала, действующих в рамках представленной структуры, проводится в работах [15, 17-20].

Адаптивная многоскоростная обработка узкополосного траекторного сигнала

Наличие этапа предварительной фильтрации в алгоритме обработки узкополосного траекторного сигнала в режиме секторного обзора оказывается эффективным не только с точки зрения понижения частоты дискретизации перед основной обработкой, но и с позиции возможности предварительной компенсации фазовых искажений за счет применения адаптивных методов настройки фильтра-дециматора [19].

Блок адаптации реализует сочетание «грубой» и «точной» настройки узкополосного ЦФД. На первом этапе адаптации, когда не известен амплитудный спектр траекторного сигнала, можно воспользоваться «грубой» оценкой ухода доплеровских частот по максимуму мощности сигнала на выходе набора полосовых фильтров.

На втором этапе, по информации об амплитудном спектре траекторного сигнала, полученной с выхода устройства формирования РЛИ, или с помощью дополнительного БПФ-преобразования, производится «точная» подстройка полосы пропускания цифрового приемника. С этой целью используется набор из M формирующих фильтров (рис. 3), перекрывающих диапазон частот, выделенный входным фильтром-дециматором. Предполагается, что АЧХ формирующих фильтров (ФФ) совпадают с амплитудным спектром принимаемого траекторного сигнала и отличаются только значением центральных частот. В более общем случае, при реализации алгоритмов автофокусировки, должны учитываться фактические изменения траектории движения доплеровских частот на всем интервале синтезирования РЛИ.

Как известно [6-8], с целью значительного уменьшения вычислительных затрат и памяти данных используются многоступенчатую реализацию узкополосного фильтра-дециматора. Поэтому общая структурная схема устройства предварительной обработки траекторного сигнала включает m ступеней децимации, обеспечивающих

понижение частоты дискретизации в $\nu = \prod_{i=1}^m \nu_i$ раз, и набора из M формирующих фильтров, работающих на предельно низкой частоте дискретизации и обеспечивающих согласование со спектральной структурой траекторного сигнала.

Ставится задача оптимального синтеза многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора. Цель оптимизации – минимизация общих вычислительных затрат при заданном числе ФФ и коэффициенте перекрытия АЧХ соседних частотных каналов.

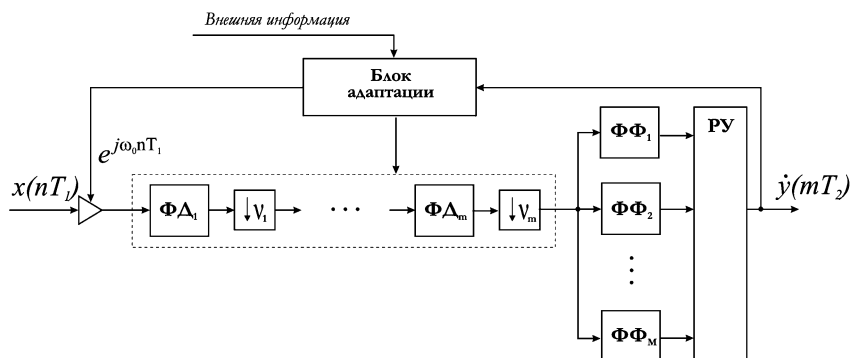


Рис.3. Структурная схема устройства предварительной обработки узкополосного траекторного сигнала

Методика оптимального проектирования на цифровых сигнальных процессорах многоступенчатой структуры узкополосного фильтра-дециматора в классе КИХ-цепей предложена в [16, 21].

Адаптивная многоскоростная обработка широкополосного траекторного сигнала

С целью значительного уменьшения времени формирования РЛИ в [9] рекомендуется использовать режим панорамного обзора, который фактически имитирует обработку множества узкополосных траекторных сигналов режима секторного обзора, но выполняет ее одновременно для всех азимутальных каналов, отличаясь лишь разделением на отдельные азимутальные каналы в частотной, а не во временной области. Для обеспечения частотной селекции азимутальных каналов в режиме панорамного обзора требуется набор адаптивных фильтров-дециматоров предварительной обработки, перестраиваемых по центральной частоте и ширине полосы пропускания, в соответствии с уходом доплеровских частот, вследствие траекторных нестабильностей принимаемого широкополосного сигнала [18-20].

Ставится задача построения набора адаптивных ЦФД устройства предварительной обработки траекторного сигнала в режиме панорамного обзора и картографирования земной поверхности. Предполагается, что набор адаптивных ЦФД устройства предварительной обработки используется для обеспечения равной угловой разрешающей способности вне зависимости от азимутального направления полосы обзора, а также автоматической фокусировки синтезируемого радиоизображения земной поверхности при уходе доплеровских частот траекторного сигнала. Задача оптимизации структуры и параметров цифрового приемника преследует целью минимизацию общих вычислительных затрат при заданных ограничениях на выделенные ресурсы памяти данных и программ. Общая структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора приведена на рис.4.

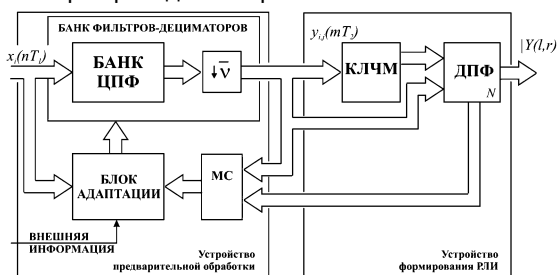


Рис. 4. Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора

Заметим, что единственное отличие от общей структурной схемы цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала в режиме секторного обзора состоит в том, что вводится банк (набор) цифровых полосовых фильтров (ЦПФ), перекрывающих заданный диапазон рабочих частот траекторного сигнала по некоторому алгоритму согласования спектральных окон соседних частотных каналов. При этом банк фильтров-дециматоров, включающий M полосовых фильтров, работающих с понижением частоты дискретизации в v_j раз, $j = \overline{1, M}$, принимает вид, представленный на рис.5а.

Входной траекторный сигнал $x_i(nT_1)$, в общем случае комплексный, подается на вход устройства предварительной обработки, включающего в себя набор из M ЦПФ, перестраиваемых по центральной частоте ω_{0j} и ширине полосы пропускания $2\omega_{c_j}$, $j = \overline{1, M}$, и блок адаптации. Задача первого блока – банка фильтров-дециматоров, выделить заданную полосу частот траекторного сигнала, соответствующую определенному азимутальному направлению ДНА в режиме секторного обзора, и понизить частоту дискретизации в v_j раз, пропорционально отношению частоты повторения зондирующих импульсов к ширине полосы частот j -ой составляющей траекторного сигнала. Предполагается, что при переходе от бокового обзора к переднему и формированию РЛИ в соответствующем азимутальном направлении ДНА равной ширины, полоса частот траекторного сигнала в значительной степени сужается (рис. 5б), а, следовательно, возрастает коэффициент децимации v_j .

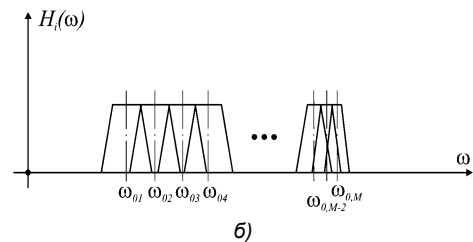
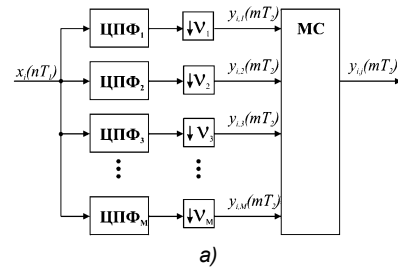


Рис. 5. а) банк полосовых фильтров-дециматоров; б) и его частотные свойства

Задача второго блока – блока адаптации, – слежение за возможным непропорциональным уходом центральных частот ω_{0j} и ширины полосы частот траекторного сигнала на выходе каждого канального ЦПФ, вследствие траекторных нестабильностей и маневров носителя БРЛК, и автоматическая настройка соответствующих параметров набора полосовых фильтров-дециматоров. По внешней информации, поступающей от блока управления БРЛК, задается ширина сектора и направление обзора. Устройство формирования РЛИ по прореженным последовательностям траекторного сигнала $y_{i,j}(mT_{2j})$, $j = \overline{1, M}$, $i = \overline{1, K}$, синтезирует текущий кадр изображения $|Y(i, j)|$ путем вычисления ДПФ последовательностей $y_{i,j}(mT_{2j})$, $j = \overline{1, M}$, $i = \overline{1, K}$, и оценки модуля элементов матрицы вычисленных коэффициентов Фурье.

В работах [19,20] рассмотрены два подхода к решению задачи предварительной обработки траекторного сигнала с помощью набора полосовых фильтров-дециматоров. Первый предполагает, что ширина полосы частот траекторного сигнала на выходе каждого j -го ЦПФ изменяется в относительно небольших пределах

(не более чем на половину ширины полосы пропускания), а уход по центральной частоте ω_{0j} компенсируется блоком адаптации по внешней информации о скорости и ускорении носителя БРЛК, траектории его полета и другим параметрам, однозначно определяющим уход доплеровских частот траекторного сигнала. В этом случае задача построения оптимальной структуры цифрового приемника траекторного сигнала сводится к оптимизации параметров в общем случае многоступенчатой пирамидальной структуры набора из M полосовых фильтров-дециматоров с заданными параметрами и свойствами частотной избирательности. При этом, с учетом возможного расширения полосы частот и не скомпенсированного блоком адаптации ухода доплеровских частот, следует увеличить коэффициент перекрытия соседних частотных каналов как минимум в два раза, оставляя прежними значения центральных частот ω_{0j} каждого j -го фильтра, что позволит в последующем, на этапе формирования РЛИ, выполнить «подстройку» амплитудного спектра в каждой j -й полосе частот траекторного сигнала.

Второй подход к реализации устройства предварительной обработки траекторного сигнала полностью ориентируется на методы и алгоритмы автофокусировки и адаптации в частотной области с использованием устройства спектрального оценивания. По результатам спектрального оценивания решающее устройство блока адаптации производит оценку возможного ухода полосы частот траекторного сигнала, используя один из алгоритмов автофокусировки, а блок перестройки параметров вносит соответствующую коррекцию центральных частот набора полосовых фильтров-дециматоров.

Задача оптимизации набора ЦПФ в рамках данной структуры устройства предварительной обработки траекторного сигнала должна формулироваться с учетом затрат на реализацию алгоритма спектрального оценивания и автофокусировки в частотной области. Предполагается, что спектральное оценивание ведется в расширенной полосе частот каждого отдельного j -го канала или по всей совокупности каналов с тем, чтобы учесть ее возможный уход при маневрах носителя БРЛК и траекторных неустойчивостях.

В свою очередь, как показано в [20], автофокусировка в частотной области может быть осуществлена одним из двух способов. В первом случае производится оценка ухода и трансформации полосы частот всего траекторного сигнала, как единого целого, по характерным перепадам спектра, например, по смещению верхней и нижней границ полосы частот.

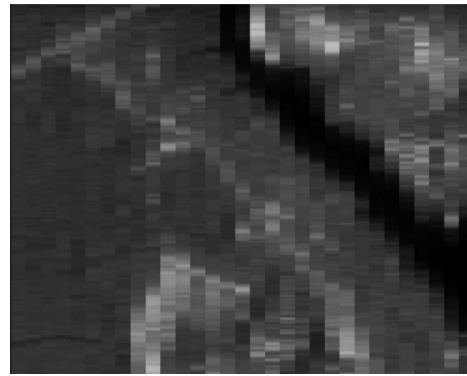
Альтернативный способ предполагает, что адаптация выполняется независимо в каждом азимутальном канале, для полосы частот каждой составляющей на выходе набора полосовых фильтров-дециматоров. Первый подход проще в реализации с позиции вычислительных затрат. Вторым является более точным и универсальным, но требует существенного увеличения вычислительной нагрузки. В любом случае, в основе самой адаптации лежат методы оценки максимума мощности и корреляции в частотной области.

Моделирование процесса формирования РЛИ в режиме ДОЛ

С целью проверки работоспособности и анализа потенциальной эффективности рассмотренных способов и алгоритмов было проведено моделирование процесса обработки траекторного сигнала и формирования РЛИ по информации, полученной в оптическом диапазоне [9,12,13,19]. В частности в [9], исходным является прямоугольный кадр оптического изображения, преобразованный в цифровую форму размерностью 480 элементов дальности на 656 азимутальных элементов с фиксированной величиной элемента разрешения по углу и по дальности. Предполагается, что каждый пиксел оптического изображения несет информацию о (j, i) -м точечном объекте в форме траекторного сигнала $s_{j,i}(t)$, модулируемого в соответствии с (2). В зависимости от пространственного положения (j, i) -го точечного объекта периодической последовательности радиоимпульсов $s_{j,i}(t)$ ставится в соответствие своя доплеровская частота и задержка, а амплитуда определяется яркостью его оптического эквивалента. Таким образом, если удастся с помощью частотно-временной обработки суммарного траекторного сигнала обеспечить разделение всего множества точечных объектов (j, i) , $j = 1, 480$, $i = 1, 656$, в координатах «дальность-азимут», то восстановление оптического изображения будет полным. В то же время, любая погрешность в обработке или недостаточная разрешающая способность, а также воздействие шумов и помех приведут к искажениям исходного изображения. Это может служить критерием оценки эффективности используемых алгоритмов формирования РЛИ, применение которых исследуется на многоуровневых по яркости оптических изображениях. Данный подход не претендует на адекватность моделирования реальных данных, что должно подтверждаться экспериментальными исследованиями с учетом всех факторов, влияющих на формирование траекторного сигнала и его последующую обработку. С тем, чтобы придать исходному оптическому изображению некую «окраску» подобия РЛИ, можно выполнить его модификацию, принимая во внимание ЭПР конкретных объектов [2]. Это упростит задачу выделения ярких объектов (корабли, автомобили, БМП) на фоне рассеивающих поверхностей (море, реки, степь), но палитра изображения будет мало насыщенной, а качество восприятия значительно уступающее оптическому. На представленном ниже исходном оптическом изображении (рис. 6а) такой модификации подвергалась только водная поверхность, что позволило более четко выделить находящиеся на ней объекты. Результаты моделирования представлены на рис. 6б–6д. Рис. 6б отражает крайне низкую разрешающую способность по азимуту в режиме РЛ, реализуемого путем сканирования ДНА шириной 2° в диапазоне углов $\pm 30^\circ$. Несмотря на высокое разрешение по дальности, достаточное для разделения всех 480 элементов, которое достигается использованием коротких ФКМ-импульсов и последующей согласованной фильтрацией при приеме траекторного сигнала, полученное в результате формирования РЛИ является отдаленной копией исходного изображения.



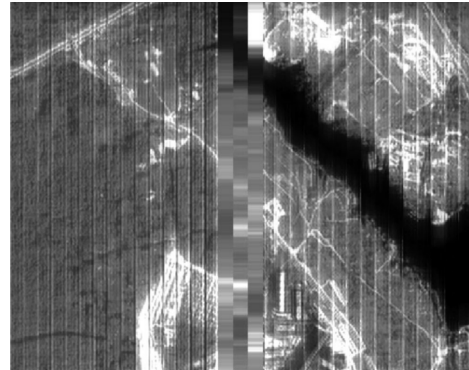
а)



б)



в)



г)



д)

Рис. 6. Результаты моделирования процесса формирования РЛИ в режимах РЛ (б) и ДОЛ (в-д)

Переход в режим ДОЛ с использованием $N = 16$ частотных каналов на каждый последовательно формируемый по азимуту сектор (парциальный кадр) дает близкое приближение к исходному изображению, за исключением узкого участка переднего обзора в диапазоне углов $\pm 2^\circ$ (рис. 6в). Для оценки амплитудного спектра выполнялось условие точного совпадения доплеровской частоты реального траекторного сигнала от i -го точечного объекта и частоты соответствующей опорной функции корреляционного приемника. При их несовпадении, например, когда используется обычное ДПФ-преобразование на равномерной сетке частот, имеют место колебания яркости относительно истинного значения и плохая «стыковка» парциальных кадров друг с другом (рис. 2.5г). Рис. 2.5д показывает достижимое высокое качество формирования РЛИ в режиме ДОЛ при перед-

не-боковом обзоре, путем разворота носителя БРЛК от прямого направления на зону картографирования земной поверхности.

Заключение

Проведенный анализ известных и предложенных способов и алгоритмов формирования РЛИ на основе многоскоростной фильтрации позволил сделать общий вывод об их вычислительной эффективности, в первую очередь, при использовании панорамного обзора с поккадровой обработкой траекторного сигнала. Многоскоростная предварительная обработка в сочетании с элементами адаптации полосовых цифровых фильтров-дециматоров – это способ значительного уменьшения вычислительных и аппаратных затрат, повышения разрешающей способности и помехоустойчивости алгорит-

мов спектрального анализа и, как следствие, качества изображения, обеспечения гибкости и оперативности всей системы формирования РЛИ.

Вместе с тем, многие вопросы, относящиеся к синтезу оптимальных алгоритмов на основе многоскоростной и адаптивной обработки траекторного сигнала с целью максимально достижимого повышения качества формируемого РЛИ в условиях реальных ограничений на выделенные ресурсы, время синтезирования, отклонений от принятых моделей и воздействия шумов и помех, остались за рамками настоящего обсуждения проблемы, что является предметом дальнейших исследований в данной области.

Литература

1. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988 – 304 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Ключко В.К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / Рязань: РГРТУ, 2009. – 228 с.
4. Spotlight synthetic aperture radar: signal processing algorithms / Walter G. Carrara, Ron S. Goodman, Ronald M. Majewski, - 1995 ARTECH HOUSE, INC.685 Canton Street Norwood, MA 02062, 554 p.
5. Bu-Chin Wang. Digital signal processing techniques and applications in radar image processing – A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2008, 338 p.
6. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993, 240 с.
7. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 1 // Цифровая обработка сигналов. - 2008. - № 1. - С.12-21.
8. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 2 // Цифровая обработка сигналов. - 2008. - № 3. - С.2-9.
9. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
10. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Воронков Д.В. Формирование радиолокационного изображения в режиме фокусируемого синтезирования апертуры ДНА // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 4, с. 34-40.
11. Витязев В.В., Колодыко Г.Н. Многоскоростная обработка сигналов в задачах радиовидения // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.
12. Витязев С.В., Колодыко Г.Н. Моделирование и исследование эффективности формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облуче-

ния луча // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.

13. Воронков Д.В., Колодыко Г.Н., Витязев В.В. Моделирование и исследование эффективности формирования радиолокационного изображения в режиме ФСА // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.

14. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Селекция наземных движущихся целей на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала // Цифровая обработка сигналов, 2007, № 1, с. 41-50.

15. Колодыко Г.Н. Многоскоростная и адаптивная обработка сигналов в задачах радиовидения // Вестник РГРТУ, 2007, № 21.

16. Витязев В.В., Андреев Н.А. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора предварительной обработки траекторного сигнала // Труды 10-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, Т.2, с.256-258.

17. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Алгоритмы адаптации к уходу доплеровских частот узкополосного траекторного сигнала // Труды 11-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2009», Москва, Т.1, с.111-113.

18. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Алгоритмы адаптивной многоскоростной обработки широкополосного траекторного сигнала // Труды 12-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2010», Москва, Т.1, с.171-174.

19. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Методы и алгоритмы адаптивной многоскоростной обработки траекторного сигнала в задачах радиовидения // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 1, с.38-44.

20. Андреев Н.А. Способы построения структуры адаптивного цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 2, с.42-46.

21. Андреев Н.А., Витязев В.В. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 2, с.47-52

MULTIRATE ADAPTIVE PROCESSING OF REFLECTED SIGNAL IN RADAR IMAGING SYSTEMS

Andreev N.A., Vityazev V.V., Kolod'ko G.N.

Methods of SAR-signal digital receiver design and algorithms of its processing based on multirate adaptive filtering are considered in this paper. The model of a radio reflection and structures of a digital receiver in ground-mapping and moving targets selection modes are described. It is shown that multirate and adaptive filtering techniques are effective tools for radar imaging tasks solution.

АЛГОРИТМЫ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ДИНАМИЧНЫХ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ

Андросов В.В., начальник конструкторского бюро ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Витязев В.В., д.т.н., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru

Витязев С.В., научный сотрудник кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета

Шершнев Е.Д., заместитель директора НТЦ ОАО «Государственный рязанский приборный завод», главный конструктор по разработке новой техники

Ключевые слова: радиовидение, синтезирование апертуры, автофокусировка, цифровая обработка, траекторный сигнал, азимутальное разрешение.

Введение

Основная цель исследований, связанных с формированием радиолокационных изображений (РЛИ), – достижение максимальной разрешающей способности и, как следствие, повышение качества РЛИ в условиях реальных ограничений, накладываемых динамичным изменением параметров принимаемого траекторного сигнала на интервале синтезирования, обусловленным нестабильностью характеристик летательного аппарата (скорость, ускорение, траектория полета), воздействием широкого спектра шумов и помех на фоне относительно маломощного принимаемого сигнала от удаленных радиоотражателей (объектов), отклонениями в формировании заданной диаграммы направленности антенны (ДНА) и характеристик приемопередающего тракта [1].

Проведенные исследования с использованием принятой модели траекторного сигнала и испытания на подвижном стенде показали потенциальную возможность многократного увеличения азимутального разрешения в диапазоне от $\pm 4^\circ$ до $\pm 90^\circ$ (при введении режима «Доплеровского обужения луча» (режим «ДОЛ»)) в условиях динамичных траекторных нестабильностей при наличии высокоточных датчиков скорости и ускорения по трем координатам движения. Вместе с тем, точность измерения существующих датчиков положения далеко не всегда отвечает заданным требованиям. Поэтому была поставлена задача разработки и исследования алгоритмов автофокусировки радиоизображений в режиме «ДОЛ» вертолетных РЛС, обеспечивающих максимально достижимое повышение разрешающей способности по азимуту в условиях динамичных траекторных нестабильностей, обусловленных неконтролируемыми механическими воздействиями и вибрациями.

Постановка задачи

Обработка траекторного сигнала в режиме «ДОЛ» предполагает, что на интервале синтезирования РЛИ

Рассматриваются алгоритмы автофокусировки радиоизображений, синтезируемых в режиме «Доплеровского обужения луча» вертолетных РЛС, обеспечивающих максимально достижимое повышение разрешающей способности по азимуту в условиях динамичных траекторных нестабильностей. Проводится моделирование алгоритмов синтезирования апертуры с использованием «слепой» автофокусировки (по спектрограмме траекторного сигнала).

доплеровские частоты могут уходить (смещаться) от фиксированных значений, определяемых постоянными значениями скорости полета летательного аппарата, курса и тангажа, не более чем на величину требуемой разрешающей способности, определяемой заданным азимутальным разрешением. В этом случае задача обработки траекторного сигнала и последующего формирования РЛИ сводится к простому ДПФ-преобразованию, которое, как правило, выполняется по алгоритму БПФ.

Вместе с тем в условиях реальных динамичных траекторных нестабильностей доплеровские частоты изменяются на интервале синтезирования РЛИ по произвольному неизвестному закону, поэтому прямое ДПФ-преобразование в этом случае неприемлемо. Необходимо предварительная оценка параметров опорных функций и последующая согласованная фильтрация по всем частотным (азимутальным) каналам, аналогично режиму «Фокусированного синтезирования апертуры» (режим «ФСА»), с той существенной разницей, что закон изменения параметров траекторного сигнала не известен. С целью разработки математической модели траекторного сигнала, адекватной реальным процессам, были проведены экспериментальные исследования на подвижном стенде в режиме передне-бокового обзора (рис. 1).

Предполагалось, что: центр ДНА направлен под углом $\beta_0^0 = 8^\circ - 10^\circ$ к направлению движения носителя стенда; скорость носителя $V = 16,7-20$ м/с (60-72 км/час); дальность до «объекта» наблюдения 400-600 м; частота повторения зондирующих импульсов 10 кГц; ширина ДНА в азимутальном направлении $\Delta\beta^0 = 1,15^\circ$. Для представленных исходных данных был произведен расчет частотно-временных параметров траекторного сигнала и времени синтезирования РЛИ в режиме «ДОЛ».

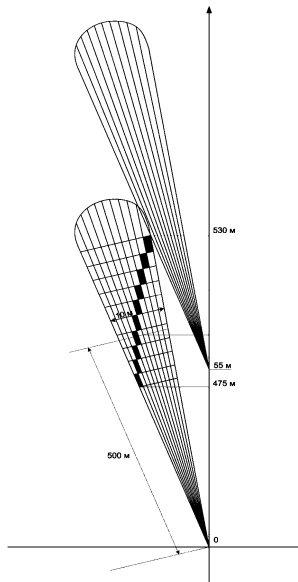


Рис. 1. Передне-боковой обзор в режиме «ДОЛ»

В частности, установлено, что максимальное время наблюдения «объекта» не превышает 3,5 с; ширина полосы доплеровских частот (без учета фактора неустойчивости) составляет ориентировочно 15-20 Гц и может расширяться до 60-80 Гц, вследствие траекторных неустойчивостей. Допустимое время синтезирования T_C в режиме «ДОЛ» не более 0,4 с, что при отсутствии неустойчивостей или использовании эффективных алгоритмов автофокусировки позволяет обеспечить азимутальное разрешение до 0,2 градуса.

Поскольку время «прохождения» одного элемента дальности $\Delta d = 5,35 м$ (при заданной скорости движения подвижного стенда) составляет 0,265 с, было принято решение об уменьшении интервала синтезирования

РЛИ до 0,25 с, что соответствует 2500 отсчетам траекторного сигнала при частоте повторения зондирующих импульсов 10 кГц. При этом ожидаемое азимутальное разрешение пропорционально уменьшается, но остается, по крайней мере, в 3 раза выше по отношению к режиму «Реального луча», если используемые алгоритмы автофокусировки решают поставленную перед ними задачу.

Характер изменения амплитудного спектра траекторного сигнала во времени наглядно иллюстрируют спектрограммы, представленные на рис. 2 для 20, 17, 15 и 12-го каналов дальности, соответственно. Спектрограммы построены с окном анализа 250 мс и смещением по времени 50 мс. На представленных спектрограммах наблюдается «перемещение» видимого объекта по каналам дальности в течение всего времени наблюдения. При этом полоса доплеровских частот расширяется до 40 Гц и совершает колебания (3 периода) с амплитудой 60 Гц.

На рис. 3 представлены в увеличенном масштабе спектрограммы выделенных участков синтезирования РЛИ с окном анализа 250 мс, а на рис. 4 – с окном анализа 50 мс и смещением 10 мс. Уменьшение в 5 раз окна анализа и шага смещения по времени позволяют лучше «отслеживать» динамику изменения доплеровских частот на интервале синтезирования и рассчитать траекторию «движения» средней доплеровской частоты траекторного сигнала (выделена сплошной жирной линией).

Анализ иллюстраций закона изменения средней доплеровской частоты позволяет принять некоторые предположения о модели траекторного сигнала на каждом интервале синтезирования длительностью 250 мс (450 отсчетов).

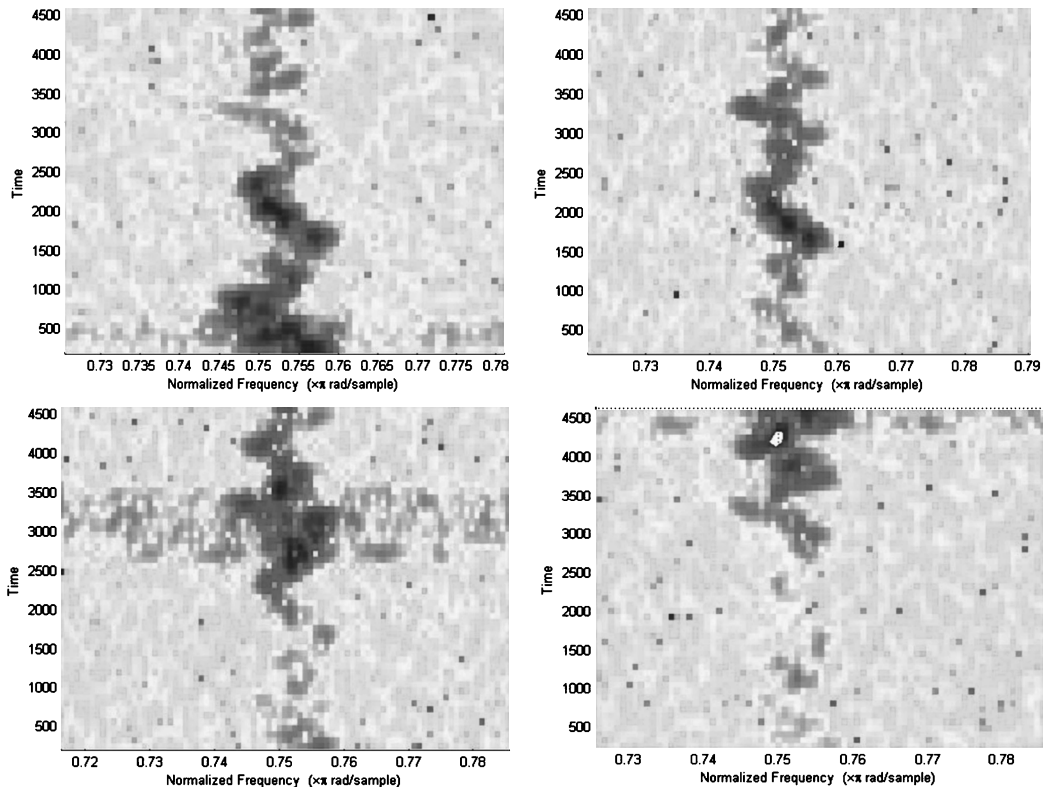


Рис. 2. Спектрограммы реального траекторного сигнала по 20, 17, 15 и 12-му каналам дальности, соответственно

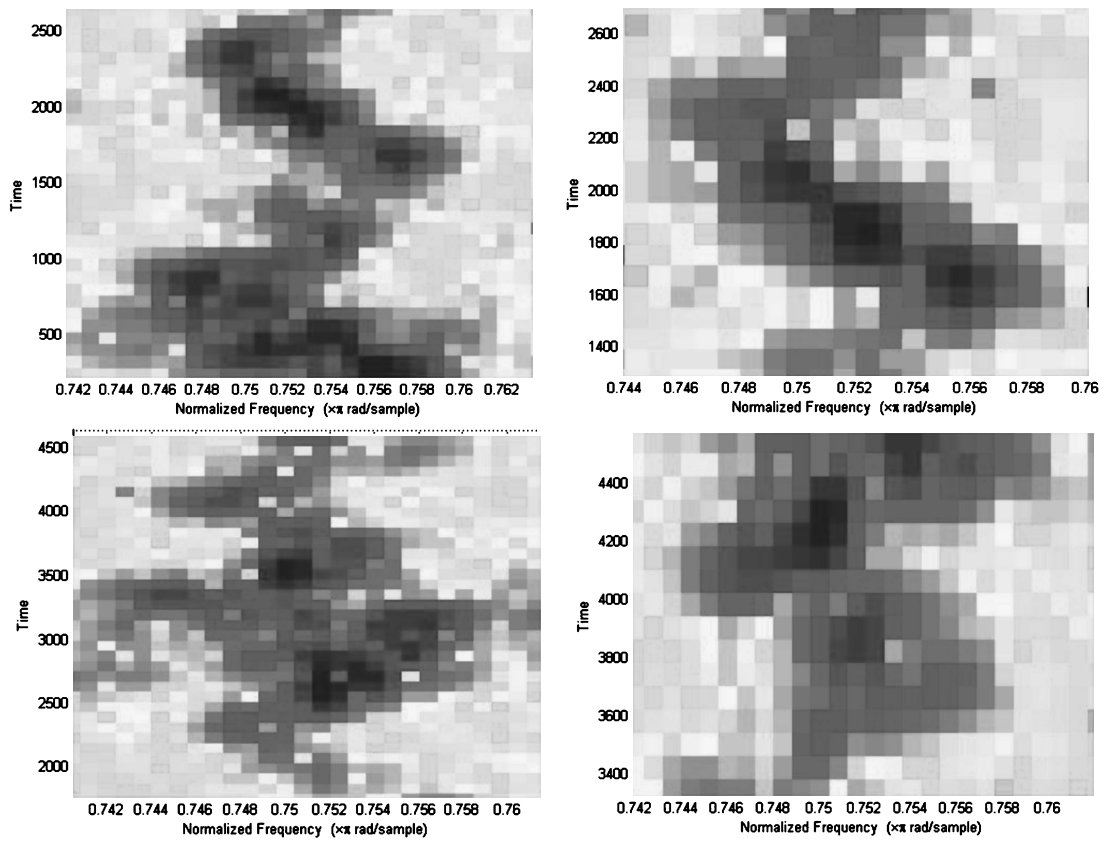
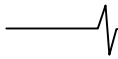


Рис. 3. Спектрограммы выделенных участков синтезирования РЛИ с окном анализа 250 мс

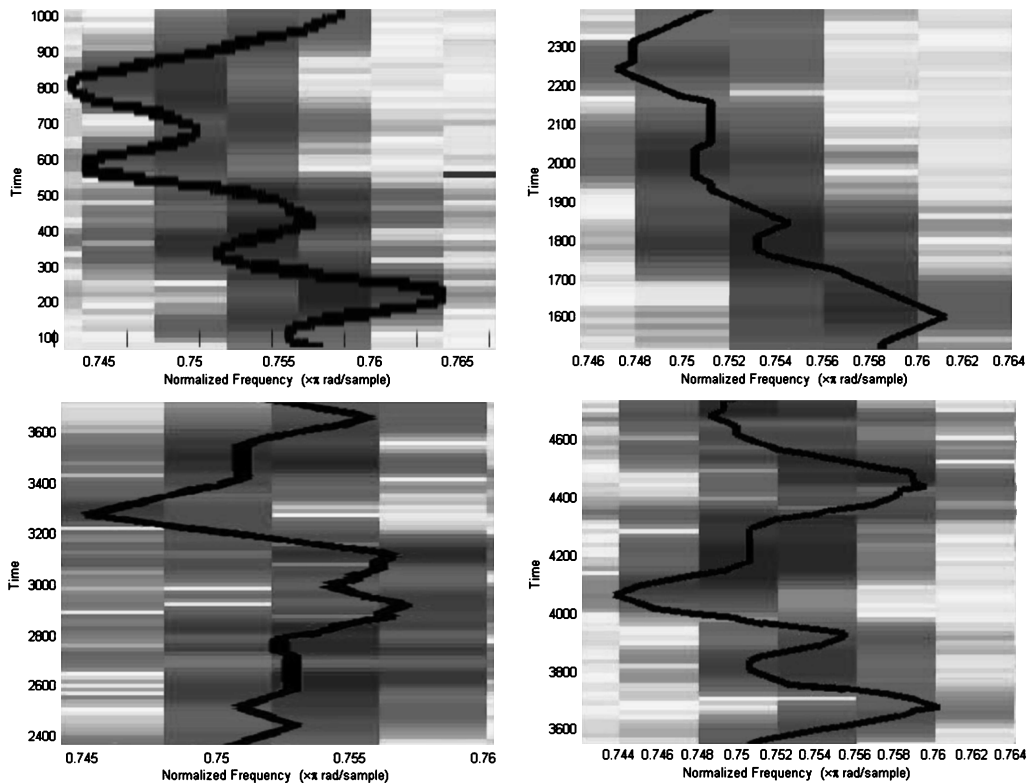
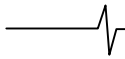


Рис. 4. Иллюстрации закона изменения средних доплеровских частот в выделенных участках синтезирования РЛИ с окном 50 мс

Алгоритм обработки траекторного сигнала для k -го точечного объекта принимает форму [1]:

$$J(\beta_{H_k}, \tau_k) = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} x_k(t + \tau_k) h(t, \beta_{H_k}) dt \right|, \quad (1)$$

где $h(t, \beta_{H_k})$ – опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты сигнала и фокусировку изображения в направлении β_{H_k} ; τ_k – задержка принимаемого траекторного сигнала относительно момента излучения зондирующих импульсов, определяемая



расстоянием до объекта; $x_k(t) = s_k(t) + p(t)$ – принятый траекторный сигнал от k -го точечного объекта, $p(t)$ – комплексный гауссовский шум, действительная и мнимая составляющие которого распределены по нормальному закону, имеют нулевое математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности по всей частотной оси.

В режиме «ДОЛ» при фиксированных параметрах траекторного сигнала опорная функция представляет собой узкополосный сигнал вида:

$$h(t, \beta_{H_k}) = w(t) \exp \left\{ -j^* \frac{4\pi}{\lambda} V t \cos \beta_{H_k} \cos \alpha \right\}, \quad (2)$$

где $F_D(\beta_{H_k}) = \frac{2V}{\lambda} \cos \beta_{H_k} \cos \alpha$ – доплеровская частота k -го точечного объекта; α – угол падения луча, $w(t)$ – весовая функция, j^* – мнимая единица.

При изменении параметров траекторного сигнала по неизвестному закону опорная функция для k -го точечного объекта принимает следующий вид:

$$h(t, \beta_{H_k}) = w(t) \exp \left\{ -j^* \frac{4\pi}{\lambda} \int V(t) \cos \beta_{H_k}(t) \cos \alpha(t) dt \right\}. \quad (3)$$

Изменение во времени на интервале синтезирования РЛИ таких параметров, как скорость полета, курс и тангаж приводит к уходу (смещению) полосы доплеровских частот k -го точечного объекта по неизвестному закону

$$F_D(\beta_{H_k}, t) = \frac{2V(t)}{\lambda} \cos \beta_{H_k}(t) \cos \alpha(t), \quad (4)$$

который и предстоит определить, прежде чем перейти к формированию РЛИ по алгоритму (1).

Возможны два основных подхода к решению поставленной задачи. Первый ориентирован на прямое использование модели ухода доплеровских частот (4) и текущие показания датчиков скорости, курса и тангажа. Второй, который можно условно назвать «слепым», устанавливает закон ухода доплеровских частот по спектрограмме непосредственно самого траекторного сигнала или методами прямой коррекции фазовых погрешностей [2-7].

Алгоритм автофокусировки РЛИ с учетом показаний датчиков скорости, курса и тангажа

Как показал проведенный выше анализ допустимых траекторных нестабильностей, для обеспечения заданного разрешения по азимуту до $0,2^\circ$ требуется введение механизма адаптации к изменению параметров V , β^0 и α^0 траекторного сигнала не только от кадра к кадру (как для классического режима ДОЛ), но и внутри текущего кадра формирования РЛИ.

Применяется следующий алгоритм адаптации:

– по каждому j -му частотному (азимутальному) каналу i -го элемента дальности вычисляется опорная функция вида

$$h_{j,i}^*(nT_1) = e^{j^* \frac{2\pi}{L} \sum_{l=n-L+1}^n f_{j,i}(lT_1) lT_1}, \quad j = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (5)$$

где $f_{j,i}(nT_1) = \frac{2V(nT_1)}{\lambda} \cos \beta_{j,i}(nT_1) \cos \alpha(nT_1),$

$n = 0, 1, 2, 3, \dots, L-1, \quad L = T_C / T_1$ – размерность преобразования.

– по каждому j -му частотному (азимутальному) каналу i -го элемента дальности вычисляется на интервале синтезирования РЛИ (условно для $n = 0, 1, 2, 3, \dots, L-1$) длительностью T_C взаимная корреляция входного траекторного сигнала

$$x_i^*(nT_1) = \sum_{m=1}^N A_{m,i} e^{j\varphi_{m,i}} e^{j^* \frac{2\pi}{L} \sum_{l=n-L+1}^n f_{m,i}(lT_1) lT_1}$$

и опорной функции (5):

$$Y^*(j, i) = \frac{1}{L} \sum x_i^*(nT_1) h_{j,i}^{**}(nT_1) =$$

$$\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{m=1}^N A_{m,i} e^{j\varphi_{m,i}} e^{j^* \frac{2\pi}{L} \sum_{l=n-L+1}^n f_{m,i}(lT_1) lT_1} e^{-j^* \frac{2\pi}{L} \sum_{l=n-L+1}^n f_{j,i}(lT_1) lT_1}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, 10. \quad (6)$$

3. По каждому j -му частотному (азимутальному) каналу i -го элемента дальности вычисляется модуль (амплитуда) взаимной корреляции:

$$|Y^*(j, i)| = \sqrt{Y_{\cos}^2(j, i) + Y_{\sin}^2(j, i)}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, 10.$$

4. Результат (спектр амплитуд) i -го элемента дальности при всех $j = 1, 2, 3, \dots, 10$ отображается на экране индикатора РЛИ.

5. Операции п.1-п.4 повторяются для всех элементов дальности $i = 1, 2, 3, \dots, R-1$.

Алгоритм «слепой» автофокусировки

В основе данного подхода лежит идея оценки ухода полосы доплеровских частот по текущей спектрограмме траекторного сигнала и формирования множества опорных функций (5) с учетом установленной модели изменения во времени средней доплеровской частоты для каждого i -го элемента дальности. На рис. 4 отчетливо прослеживается характер ухода полосы доплеровских частот, что позволяет сделать вывод о закономерностях изменения положения спектра траекторного сигнала как внутри каждого интервала синтезирования длительностью $0,25$ с, так и при переходе от интервала к интервалу. В частности, можно утверждать, что закон изменения положения полосы доплеровских частот на отдельно взятом интервале синтезирования аппроксимируется линейной, параболической или синусоидальной моделью с неизвестными параметрами. Поэтому в основе алгоритмов автофокусировки лежит оценка параметров принятых моделей и последующее формирование адекватной опорной функции и корреляционной обработки по алгоритму (6).

Предлагается следующий алгоритм автофокусировки:

1. Для текущего интервала синтезирования РЛИ строится спектрограмма траекторного сигнала с использованием ДПФ, алгоритма MUSIC или других методов спектрального оценивания. Шаг смещения по времени и длительность окна анализа определяются динамикой «траектории движения» доплеровских частот и желаемой разрешающей способностью по частоте (азимутальным разрешением). Для принятой по рабочему сигналу модели траекторного сигнала длительностью 250 мс (2500 отсчетов) длительность окна анализа – 50 мс (500 отсчетов) с шагом 10 мс.

2. По текущей спектрограмме устанавливаются закон и параметры изменения средней доплеровской частоты $f_{0i}(nT_1)$ с использованием интерполяции и полиномиальной аппроксимации реального процесса изменения.

В результате по каждому j -му частотному (азимутальному) каналу i -го элемента дальности формируется опорная функция

$$h_{j,i}^*(nT_1) = e^{j^* \frac{2\pi}{L} \sum_{l=n-L+1}^n f_{j,i}(lT_1)lT_1}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, 10. \quad (7)$$

где $f_{j,i}(nT_1) = f_{0i}(nT_1) + l \frac{f_{кв}}{T_C}$; $l = \begin{cases} +j, j = \overline{N/2, (N-1)}; \\ -j, j = \overline{0, (N/2-1)}; \end{cases}$

3. По каждому j -му частотному (азимутальному) каналу i -го элемента дальности вычисляется на интервале синтезирования РЛИ (условно для $n = 0, 1, 2, 3, \dots, L-1$) длительностью T_C взаимная корреляция входного траекторного сигнала и соответствующей опорной функции (7) аналогично (6).

4. Результат (спектр амплитуд) i -го элемента дальности при всех $j = 1, 2, 3, \dots, 10$ отображается на экране индикатора РЛИ.

5. Операции п.1-п.4 повторяются для всех элементов дальности $i = 1, 2, 3, \dots, R-1$.

Моделирование алгоритма «слепой» автофокусировки

С целью исследования разработанного алгоритма автофокусировки РЛИ по реальному траекторному сигналу, полученному на подвижном стенде, было проведено моделирование процесса формирования отдельных участков РЛИ. В частности, на рис. 5 представлена спектрограмма траекторного сигнала в 21-ом канале дальности на интервале синтезирования длительностью 250 мс с шагом 10 мс и окном анализа 50 мс. Рис. 6 иллюстрирует оценку положения центра полосы доплеровских частот по 25 измерениям на интервале синтезирования РЛИ, а рис. 7 – сглаженную оценку ухода средней доплеровской частоты относительно исходного (условно нулевого) положения, выраженную в Гц. Аппроксимация функции изменения средней доплеровской частоты полиномом 10-го порядка представлена на рис.8, а закон изменения фазы траекторного сигнала, полученный интегрированием полинома, – на рис. 9.

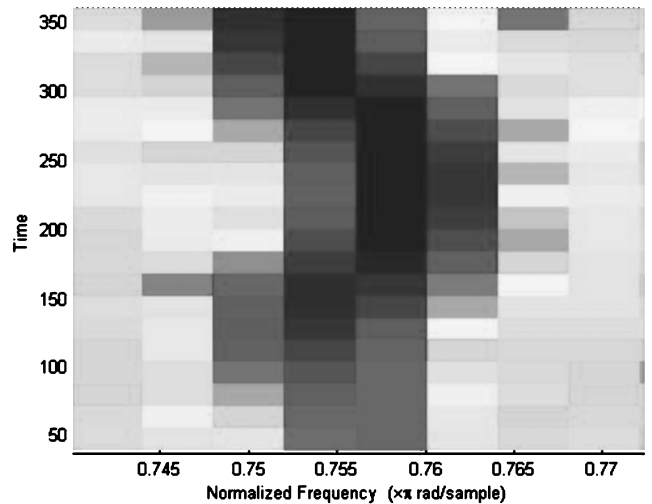


Рис. 5. Спектрограмма траекторного сигнала до применения автофокусировки

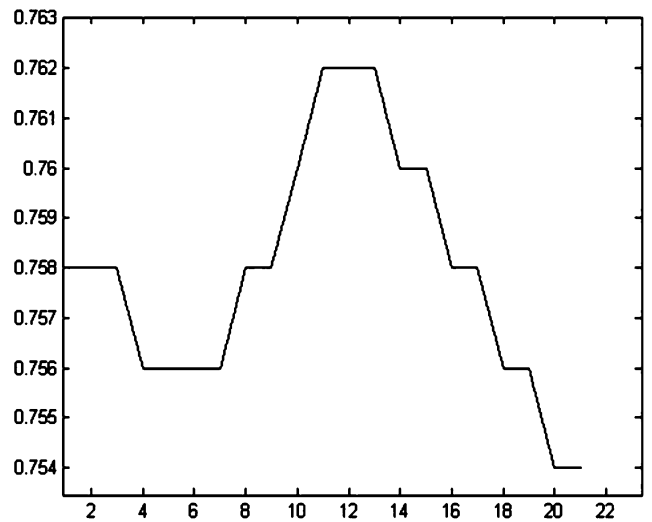


Рис. 6. Оценка ухода средней доплеровской частоты

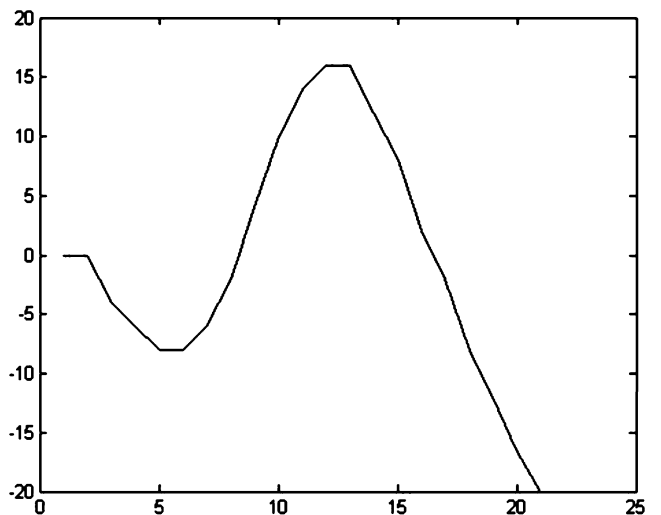


Рис. 7. Сглаженная оценка ухода средней доплеровской частоты

На рис. 10 приведена спектрограмма траекторного сигнала в 21-ом канале дальности после компенсации ухода доплеровских частот, отражающая относительную стабилизацию полосы частот на интервале синтезирования.

Дальнейшие экспериментальные исследования производились на модели ухода средней доплеровской частоты траекторного сигнала (рис. 11), адекватной реальным записям. На всем интервале наблюдения траекторного сигнала можно выделить 5 интервалов синтеза длительностью 2500 отсчетов каждый. В пределах одного интервала синтеза средняя доплеровская частота меняется в пределах от -30 Гц до +30 Гц по закону близкому к линейному или параболическому.

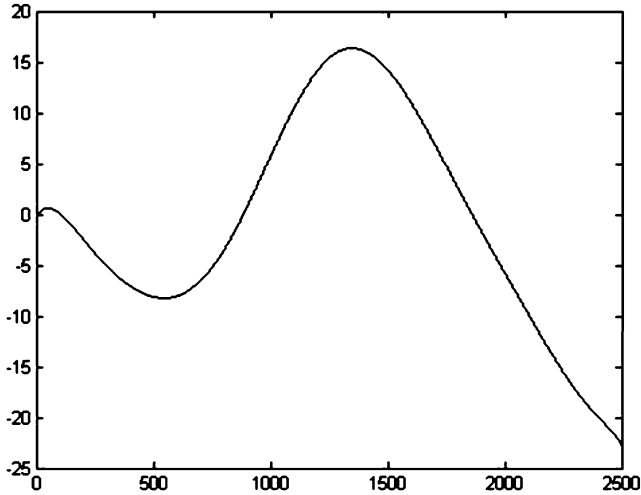


Рис. 8. Аппроксимация ухода средней доплеровской частоты полиномом 10-го порядка

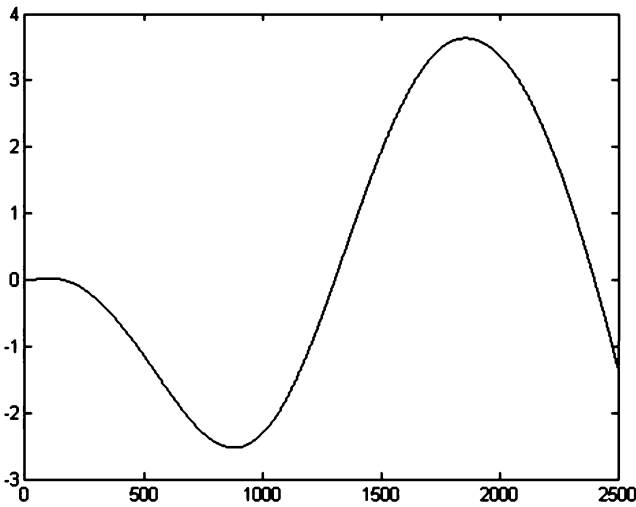


Рис. 9. Аппроксимация изменения фазы траекторного сигнала

Результаты моделирования предложенного алгоритма автофокусировки и обработки траекторного сигнала по исходному оптическому изображению первых четырех интервалов синтеза представлены на рис. 12. В первом столбце приведено исходное синтезируемое изображение, во втором столбце – результаты формирования РЛИ в режиме «Реального луча», в

третьем столбце – синтезируемое РЛИ в режиме «ДОЛ» при введении ухода доплеровских частот в соответствии с принятой моделью (рис. 11), без компенсации, а в четвертом столбце – с компенсацией ухода доплеровских частот методом «слепой» автофокусировки.

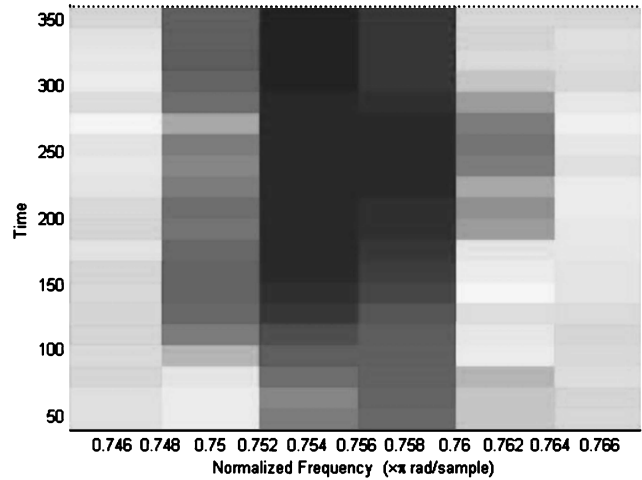


Рис. 10. Спектрограмма траекторного сигнала после применения автофокусировки

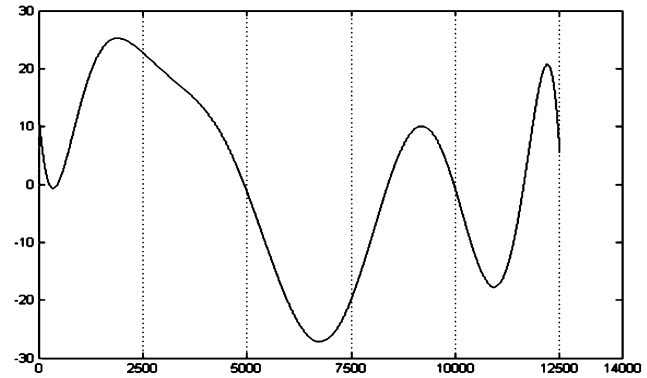


Рис. 11. Модель ухода средней доплеровской частоты траекторного сигнала

Заключение

Результаты экспериментов позволяют сделать вывод о том, что применяемый метод компенсации траекторных нестабильностей на основе алгоритма автофокусировки оказывается работоспособен и дает ощутимое улучшение качества РЛИ по сравнению с некомпенсированной обработкой. Последующие работы следует связать с усложнением модели траекторного сигнала, приближая ее к реальным характеристикам траекторных сигналов, и с поиском путей повышения точности оценки закона ухода доплеровских частот на основе данного, а также альтернативных методов.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ для Ведущих научных школ НШ-242.2012.10.

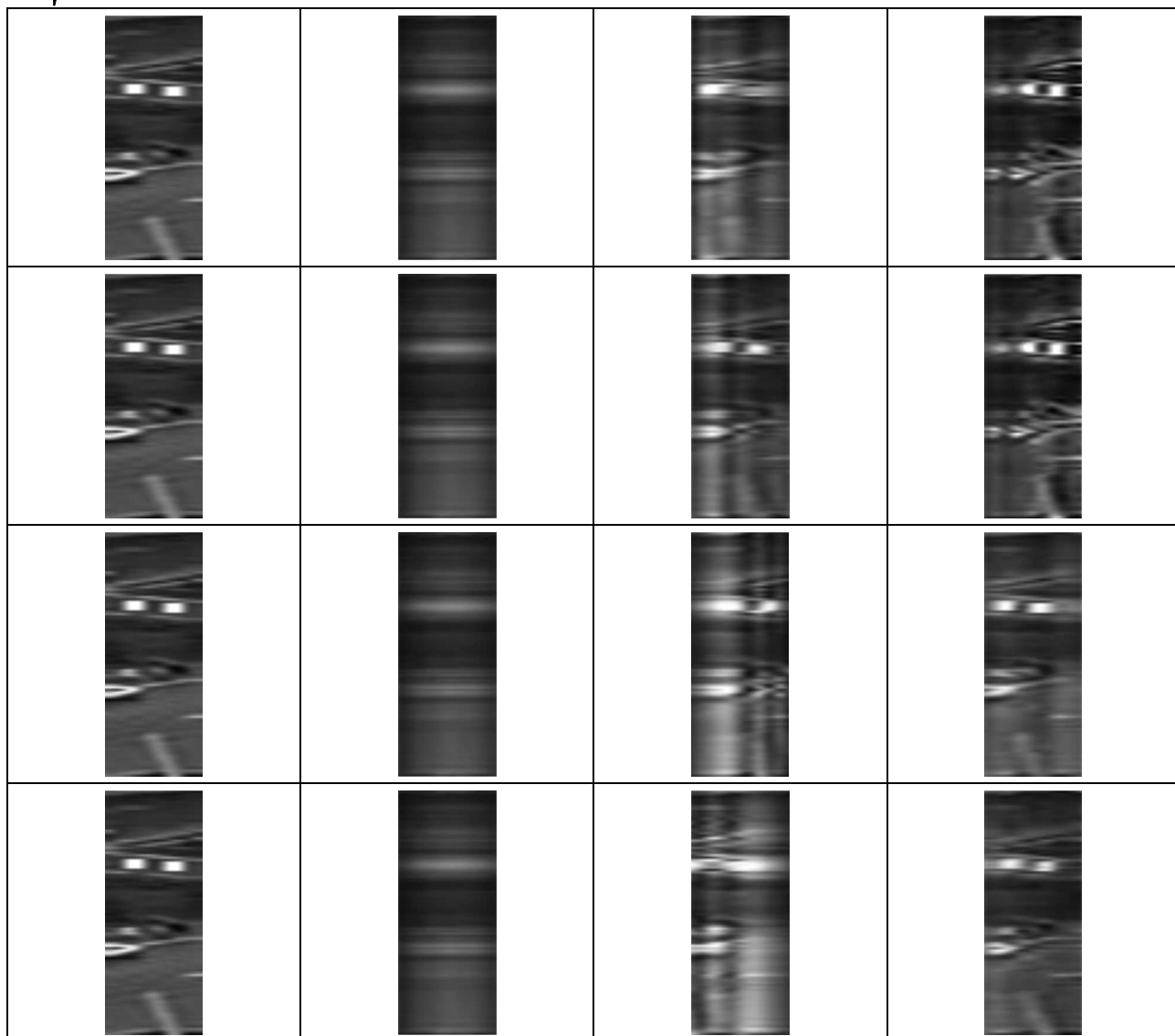


Рис. 12. Результаты формирования РЛИ по исходному оптическому изображению, без компенсации и с компенсацией ухода доплеровских частот

Литература

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие \ Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Синтез алгоритма автофокусировки радиолокационного изображения PCA методом динамического фазового портрета. – Радиотехника, 2003, № 1, с. 3-7.
3. D.E. Wahl, P.H. Eichel, D.C. Ghiglia, and C.V. Jakowatz, Jr., «Phase Gradient Autofocus – A robust tool for high resolution SAR phase correction», IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 30, no. 7, pp. 827-835, 1994.
4. T.J. Kragh, «Monotonic iterative algorithm for minimum-entropy autofocus», Adaptive Sensor Array Processing (ASAP), 2006.
5. R.L. Morrison, Jr., M.N. Do, and D.C. Munson, Jr., «SAR image autofocus by sharpness optimization: A theoretical study», IEEE Trans. Image Processing, vol. 16, pp. 2309-2321, 2007.
6. F. Berizzi and G. Corsini, «Autofocusing of inverse synthetic aperture radar images using contrast optimization», IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 32, no. 7, pp. 1185-1191, 1996.

7. M.P. Hayes and S.A. Fortune, «Recursive phase estimation for image sharpening», presented at the Image and Vision Computing New Zealand, 2005.

ALGORITHMS OF RADAR IMAGES AUTOFOCUS IN PRESENCE OF DYNAMIC TRAJECTORY INSTABILITIES

*Androsov V.V., Vityazev V.V.,
Vityazev S.V., Shershnev E.D.*

The paper considers the problem of azimuth resolution increasing in the conditions of dynamic trajectory instabilities. It is assumed that an unknown Doppler frequency band fluctuation (shift) may take place during an aperture synthesizing time interval in a Doppler beam narrowing mode of SAR operation. A potentiality of an azimuth resolution increasing with an autofocus algorithm, which takes into account measurements of three-coordinates plane velocity and acceleration sensors, is estimated in the paper.

The algorithm of a «blind» autofocusing is suggested. This algorithm automatically detects a law of a Doppler frequencies fluctuation directly from radio reflection spectrograms. The results of a blind autofocus technique received for a set of practical cases are described and discussed.

УДК 623.681.93

ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЕМ ОБЪЕКТА ПРИ НАВЕДЕНИИ НА МАНЕВРИРУЮЩИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫЙ АППАРАТ

Кириллов С.Н., д.т.н., профессор, проректор по научной работе Рязанского государственного радиотехнического университета, заведующий кафедрой радиоуправления и связи, e-mail: nich@rsreu.ru
Токарь А.Д., к.т.н., доцент РГРТУ, e-mail: arkadiitokar@mail.ru

Ключевые слова: алгоритм наведения объекта управления, комбинированный критерий качества, траектория полета, мешающие факторы, поперечное ускорение.

Введение

Задача оптимального управления объектом в условиях наличия возмущений может быть отнесена к категории классических. Указанной тематике в последнее время было посвящено значительное количество научных работ как у нас в стране, так и за рубежом [1-6]. Вместе с тем, в связи с динамично развивающейся отраслью производства современных малогабаритных высокопроизводительных вычислительных средств, в ряде случаев становится возможным совершенствовать известные алгоритмы управления объектами за счет использования быстродействующих вычислителей.

Специфика решения задач наведения ОУ на высокоманевренные ЛА выделяет задачу синтеза оптимальных алгоритмов управления объектами в условиях возмущений в самостоятельный раздел теории радиоуправления. При решении задачи наведения ОУ на ЛА, с одной стороны, необходимо использовать функционалы качества, которые учитывают условия наведения, возмущающие факторы, маневренные свойства объектов и т.д. С другой стороны, комбинированные способы наведения в зависимости от располагаемого времени для вычислений и доступной в заданные моменты времени информации могут повысить качество управления не только воздушных, но и любых других объектов радиоуправления.

Цель работы – анализ цифровой реализации алгоритма наведения ОУ на основе функционала качества, обеспечивающего взвешенную сумму минимума квадрата сигнала ошибки и минимума квадрата производной сигнала ошибки.

Теоретическая часть

В работе [7] был проведен синтез алгоритма траекторного управления объектом, позволяющего совместно повысить точность и уменьшить требуемые поперечные ускорения при маневре ЛА. При этом задача синтеза сводилась к определению закона изменения требуемого поперечного ускорения ОУ в вертикальной плоскости

Проведен анализ цифрового алгоритма управления перемещением объекта, обеспечивающий его наведение на интенсивно маневрирующие воздушные летательные аппараты (ЛА). Показано, что при наведении на маневрирующие воздушные цели возможно уменьшение ускорения объекта управления (ОУ) на 20...30% и промаха на 5...10%, по сравнению с традиционным методом пропорционального наведения (МПН) при возрастании вычислительных затрат на 5...10%.

$J_{BT}(t_i)$, обеспечивающего минимум функционала качества:

$$I = \sum_{i=1}^n [\alpha(\omega_{BT}(t_i) - \omega_B(t_i))^2 D^2(t_i) + (1 - \alpha)[(\dot{\omega}_{BT}(t_i) - \dot{\omega}_B(t_i))]^2 D^2(t_i)] \quad (1)$$

где n – количество дискретов времени управляемого участка наведения ОУ; $D(t_i)$, $\dot{D}(t_i)$ – дальность до ЛА от ОУ и скорость ее изменения в i -ый момент времени; $\omega_B(t_i)$, $\dot{\omega}_B(t_i)$ – угловая скорость вращения линии визирования (ЛВ) и ее производная в вертикальной плоскости в i -ый момент времени; $\omega_{BT}(t_i)$ – требуемое значение угловой скорости вращения ЛВ в i -ый момент времени; α – безразмерный весовой коэффициент; $-\dot{D}(t_i) = V_{c\delta}(t_i)$ – скорость сближения ОУ – ЛА. Решение функционала (1) сводилось к решению уравнения Эйлера-Лагранжа. В результате был получен закон изменения требуемого поперечного ускорения [7]:

$$J_{BT}(t_i) = \dot{D}(t_i)\omega_{BT}(t_i)(\sqrt{1 + 4\alpha/(1 - \alpha)} + 3)/2 + J_{\text{ЦВ}}(t_i), \quad (2)$$

где $J_{\text{ЦВ}}(t_i)$ – поперечное ускорение ЛА в вертикальной плоскости.

При этом алгоритм траекторного управления для синтезированного закона наведения определяется следующим соотношением:

$$\Delta_B(t_i) = J_{BT}(t_i) - J_B(t_i) = J_{\text{ЦВ}}(t_i) + V_{c\delta}(t_i)\omega_{BT}(t_i) \times ((3 + \sqrt{1 + 4\alpha/(1 - \alpha)})/2 + J_B(t_i)) \quad (3)$$

Если коэффициент $\alpha = 0$, из выражения (2) следует, что

$$J_B(t_i) = J_{\text{ЦВ}}(t_i) + 2V_{c\delta}(t_i)\omega_{BT}(t_i), \quad (4)$$

а в случае $\alpha = 0,9$:

$$J_B(t_i) = J_{\text{ЦВ}}(t_i) + 4,5V_{c\delta}(t_i)\omega_{BT}(t_i). \quad (5)$$

Анализируя выражения (4) и (5), можно сделать следующие выводы.

Увеличение значения α в интервале]1; 0] приводит к росту требуемого значения поперечного ускорения ОУ J_{BT} .

При $\alpha = 0,9$, если ЛА не маневрирует, то синтезированный алгоритм управления преобразуется в метод пропорционального наведения при условии, что навигационный коэффициент $N_0 = 4,5$. При маневре ЛА значения требуемых поперечных ускорений возрастают на величину $J_{ЦВ}(t_i)$.

Таким образом, изменяя значение весового коэффициента α можно перераспределять приоритеты в управлении между обеспечением требуемого поперечного ускорения и допустимыми промахами ОУ.

С учетом полученного алгоритма траекторного управления (2) в состав информационно-вычислительной системы помимо известных элементов, таких как вычислитель параметров рассогласования, устройство поиска, приема и селекции радиосигналов, устройство оптимального оценивания значений всех фазовых координат движения ОУ и ЛА (скорости сближения $V_{сб}$, значения угловой скорости ЛВ, поперечных ускорений ОУ и ЛА в горизонтальной и вертикальной плоскостях $\omega_{Г}$, $\omega_{В}$, $J_{PГ}$, $J_{PВ}$, $J_{УГ}$, $J_{УВ}$), должны входить и новые элементы (рис. 1):

Модуль обработки информации, который на основе полученного алгоритма наведения ОУ формирует оценку требуемого поперечного ускорения ОУ \hat{J}_{BT} .

Устройство формирования коэффициента α , которое на основании оценок скорости сближения $\hat{V}_{сб}$, текущей дальности \hat{D} , начальной дальности \hat{D}_0 , начального значения угловой скорости вращения линии визирования ОУ – ЛА $\hat{\omega}_{B0}$ и поперечных ускорений ОУ и ЛА $\hat{J}_{Ц}$, $\hat{J}_{В}$ вычисляет необходимое значение весового коэффициента α .

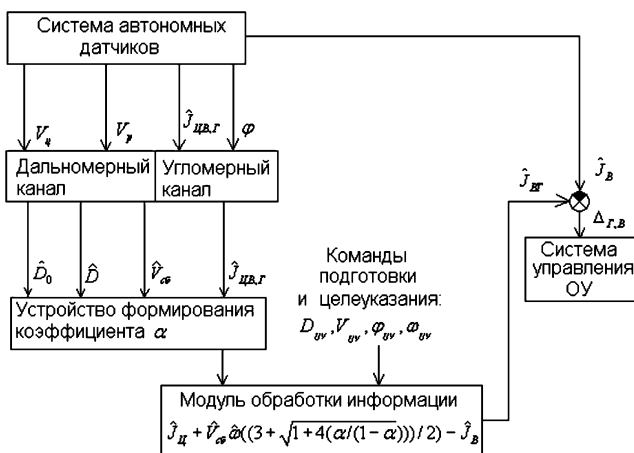


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ИВС

Значения оценок $\hat{V}_{сб}$, $\hat{\omega}_{Г}$, $\hat{\omega}_{В}$, $\hat{J}_{ГЦ}$, $\hat{J}_{ВЦ}$ можно по-

лучить в бортовой радиолокационной станции (БРЛС), обрабатывая радиосигналы, отраженные от перехватываемого ЛА. Оценки $\hat{J}_{Г}$, $\hat{J}_{В}$ собственных поперечных ускорений ОУ по осям координат формируются по результатам измерений поперечных ускорений акселерометрами, сориентированными по соответствующим осям. Роль D_0 играет дальность целеуказаний, поступающая в ОУ из БРЛС.

Как известно, в процессе наведения на траекторию ОУ накладывается ряд условий [8]:

- при дальности до сопровождаемого ЛА, соизмеримой с радиусом мертвой зоны, необходимо обеспечить минимум промаха;

- в течение всего время наведения необходимо обеспечить минимум поперечного ускорения ОУ.

Для обеспечения второго требования необходимо в течение управляемого участка полета ОУ изменять вес второго слагаемого функционала качества (1) по определенному закону. Таким образом, коэффициент α должен быть адаптивным к изменению дальности до сопровождаемого объекта, а также угла визирования ЛА ($\theta_{У}$).

Исходя из требований, которые налагаются на траекторию полета ОУ, а также способности совершать ЛА различные виды маневра, возможны следующие способы определения весового коэффициента α :

- определение весового коэффициента α численным методом.

- определение оптимального значения весового коэффициента α в зависимости от изменения дальности до сопровождаемого объекта, а также угла визирования ЛА.

- выбор весового коэффициента α эмпирическим методом, исходя из априорных сведений о допустимых перегрузках ОУ.

- выбор среднего значения весового коэффициента α на всем интервале наведения ОУ на ЛА.

Суть численного способа состоит в обеспечении минимума поперечного ускорения ОУ на всем интервале наведения. С этой целью продифференцируем полученный закон изменения поперечного ускорения (2) и приравняем его к нулю

$$dJ_{B}(t_i) / dt_i = 0, \quad (6)$$

$$J_{B}(t_i) = J_{ЦВ}(t_i) - (\dot{D}^2(t_i) / D(t_i))((\kappa + 3) / 2) \times ((\kappa - 1) / 2) \omega_{B0} (D(t_i) / D_0)^{(\kappa - 1) / 2} \quad (7)$$

$$\text{где } \kappa_{1,2} = (-1 \pm \sqrt{1 + 4\alpha / (1 - \alpha)}) / 2.$$

Перенесем все члены, зависящие от α , в левую сторону. При этом уравнение (7) примет следующий вид:

$$((\sqrt{1 + 4\alpha / (1 - \alpha)} + 3 / 2)((\sqrt{1 + 4\alpha / (1 - \alpha)} - 1 / 2) \times (D(t_i) / D_0)^{\kappa - 1})^2 = \hat{J}_{ЦВ}(t_i) D(t_i) / \omega_{B0} \dot{D}^2(t_i). \quad (8)$$

После преобразования выражения (8) получим:

$$(D(t_i) / D_0)^{\kappa - 1} = [4\hat{J}_{ЦВ}(t_i) D(t_i) / (\sqrt{1 + 4\alpha / (1 - \alpha)} + 3) \times (\sqrt{1 + 4\alpha / (1 - \alpha)} - 1) \omega_{B0} \dot{D}^2(t_i)]. \quad (9)$$

Анализируя выражение (9), можно сделать вывод, что получить его решение в аналитическом виде практически не реализуемая задача. Для решения можно воспользоваться любым численным методом, обеспечивающим адаптацию к параметрам полета ОУ и ЛА. Однако у него есть и существенный недостаток, заключающийся в том, что при практическом использовании требуется оценка производной от поперечного ускорения ЛА, что на данный момент является трудно реализуемой задачей.

Для оптимизации изменения коэффициента α в зависимости от значений D и θ_u необходимо продифференцировать выражение (2) по коэффициенту α и приравнять полученное выражение к нулю. В результате преобразований оптимальный закон изменения весового коэффициента α примет вид:

$$\alpha(\theta_y, D) = \frac{[(F(t_i) + E(t_i) - 1)^2 - 1]}{[(F(t_i) + E(t_i) - 1)^2 + 3]}, \quad (10)$$

где

$$F(t_i) = (l D(t_i)) \ln D(t_i) / D_0 / (6D(t_i)) \ln D(t_i) / D_0,$$

$$E(t_i) = \sqrt{|B(t_i)|} / (6D(t_i)) \ln D(t_i) / D_0,$$

$$B(t_i) = D(t_i) l(t_i) \ln D(t_i) / D_0 \times \\ \times [(l(t_i) D(t_i) / D^2(t_i)) \ln D(t_i) / D_0 - 12],$$

$$l(t_i) = J_{\text{ЛВ}}(t_i) \sin(\theta_u(t_i) - \varphi(t_i)) - \\ - J_B(t_i) \sin(\theta_u(t_i) - \varphi(t_i)), \theta_p(t_i), \theta_u(t_i) - \text{углы ви-} \\ \text{зирования ОУ и ЛА, } \varphi(t_i) - \text{угол ЛВ.}$$

Таким образом, оптимальный закон изменения весового коэффициента α (10), как и в первом случае, адаптивен к параметрам полета ЛА и ОУ, но имеется ряд недостатков, которые заключаются в следующем:

- в процессе наведения ОУ требуются большие вычислительные ресурсы;
- для расчета коэффициента α необходимо знание оценок $\hat{D}, \hat{D}_0, \hat{V}_{\text{сб}}, \hat{\theta}_u, \hat{\theta}_p, \hat{\varphi}, \hat{J}_{\text{ЛВ}}, \hat{J}_B$.

Исходя анализа вида кривых (10), а также простоты реализации, оптимальный закон изменения коэффициента α можно аппроксимировать в виде следующего эмпирического правила [7]:

$$\alpha(D(t_i)) = \lambda_D (D(t_i) / D_0)^{m_D}, \quad (11)$$

где λ_D – постоянный коэффициент, определяющий его максимальное значение. Из анализа выражения (11) следует, что в зависимости от значения степени m_D изменяется и характер поведения зависимости $\alpha(D(t_i))$. Недостатком выражения (11) является его приближенный характер.

Среднее значение коэффициента α выбирается исходя из обеспечения среднего значения перегрузок на всем протяжении управляемого полета ОУ, но не превосходящего допустимого значения.

Программно–аппаратная реализация

На этапе разработки программно–аппаратной реализации предложенного алгоритма перемещения ОУ следует сформулировать методику выбора способа определения весового коэффициента α для предложенного цифрового алгоритма траекторного управления в зависимости от интенсивности маневра, скорости полета ЛА, а также требуемым для парирования маневра перегрузкам, которая будет обеспечивать минимизацию вычислительных затрат.

Проведенное имитационное моделирование, было направлено на выявление особенностей функционирования полученного цифрового алгоритма при реализации в реальном масштабе времени в зависимости от выбора способа определения весового коэффициента α при различных вариантах полета ЛА. На рис. 2 представлены зависимости диапазона изменения поперечных ускорений ОУ ΔJ от выбора способа определения коэффициента α для наиболее известных маневров ЛА, где 1 – оптимальный закон изменения, 2 – графический метод, 3 – выбор среднего значения, 4 – эмпирический метод.

Если ЛА не маневрирует по направлению, то в данной ситуации возможны два варианта поведения ЛА:

- ЛА малоскоростной ($100 \text{ м/с} < V_u < 300 \text{ м/с}$).
- ЛА скоростной ($V_u > 300 \text{ м/с}$).

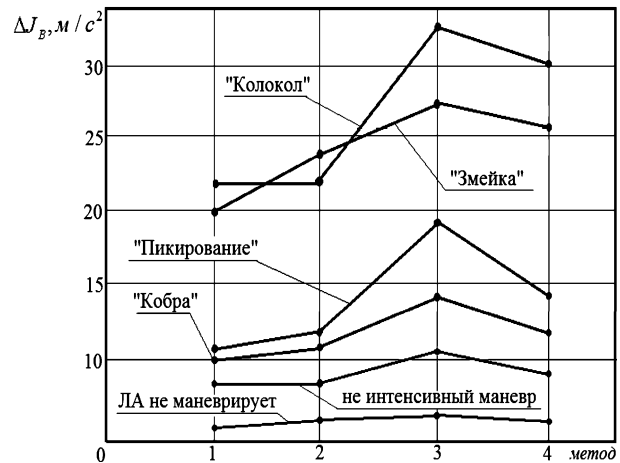


Рис. 2. Зависимость диапазона изменения поперечных ускорений ОУ от выбора способа определения коэффициента α

Для первого варианта в процессе наведения диапазон изменения требуемых поперечных ускорений ОУ для трех способов практически одинаковый, следовательно, для уменьшения вычислительных затрат целесообразно в процессе полета выбрать среднее значение коэффициента α . Если ЛА скоростной, то для гарантированной встречи ОУ и ЛА требуется значительное увеличение значений поперечных ускорений (2), при этом не целесообразно выбирать в качестве коэффициента α среднее значение, что увеличивает на 20...30% диапазон изменения поперечных ускорений по сравнению с априорным законом определения коэффициента α (11), который учитывает изменение расстояния между ОУ и ЛА.

При маневре ЛА помимо скорости необходимо учитывать и интенсивность маневра. Если ЛА совершает не интенсивный маневр, то целесообразно выбирать эмпирический способ определения коэффициента α . Данный выбор объясняется тем, что разница в диапазоне изменения поперечных ускорений по сравнению с оптимальным диапазоном составляет 5...10%, однако эмпирический метод выигрывает в простоте реализации (требуется знания только двух оценок \hat{D} , \hat{D}_0).

При интенсивном маневре происходит значительное возрастание производных угла визирования ЛА высших порядков ($\ddot{\theta}_y, \ddot{\theta}_y, \dots$). Для парирования такого вида маневров в законе изменения коэффициента α требуется учет данного обстоятельства. В процессе имитационного моделирования показано, что независимо от вида маневра ЛА выигрыш в уменьшении требуемых значений поперечных ускорений при оптимальном определении составляет 20...30% по сравнению с другими способами определения коэффициента α . Следовательно, для уменьшения требуемых значений поперечных ускорений целесообразно использовать оптимизированный закон (10) изменения весового коэффициента.

Исходя из ранее сделанных выводов, на рис. 3 представлена блок-схема выбора способа определения весового коэффициента для предложенного закона наведения (2).

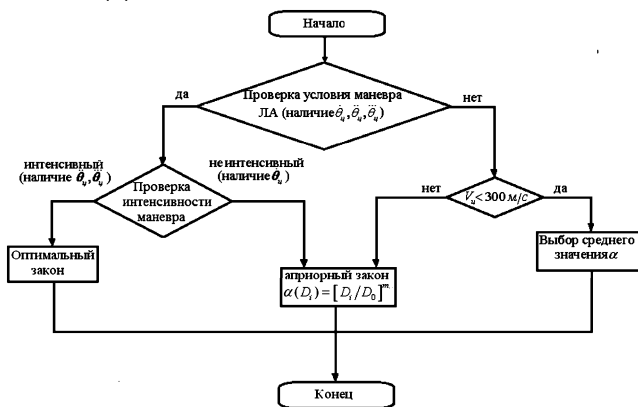


Рис. 3. Блок-схема выбора способа определения весового коэффициента для предложенного алгоритма наведения

В связи с тем, что для реализации предложенного цифрового алгоритма не требуется больших вычислительных ресурсов, использование процессоров с цифро-

вой обработкой сигналов экономически не целесообразно. Также не целесообразно использование программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), эффективность которых возрастает при реализации алгоритмов с параллельными вычислениями. Кроме того, функциональные возможности ПЛИС не могут эффективно обеспечить сложные математические операции, такие как возведение числа в дробную степень. Для решения поставленной задачи потребуются использование таблично заданных функций, при этом будут не эффективно использованы аппаратные возможности дорогостоящей ПЛИС.

Таким образом, для реализации предложенных алгоритмов целесообразно использовать микроконтроллеры (МК), обеспечивающие максимально высокую тактовую частоту и разрядность представления данных с целью обеспечения точности и скорости необходимых вычислений.

В качестве аппаратной реализации при имитационном моделировании был применен МК фирмы Atmel (AVR) AT91SAM9G20. Для сравнения была проведена оценка времени, которое необходимо МК для выполнения программы, реализующей цифровой алгоритм (3) и МПН. С этой целью использовался бесплатный пакет программ Keil Vision [9]. В зависимости от летно-технических характеристик ОУ и ЛА эмулятор определил, что для выполнения в режиме реального времени цифрового алгоритма управления перемещением объекта (3) требуется на 5...10% больше операций, чем для расчета по МПН.

Экспериментальная часть

Проверка эффективности полученного цифрового алгоритма самонаведения и сравнение его с МПН осуществлялись с помощью имитационного моделирования при маневрах ЛА «змейка», «кобра Пугачева», «пикирование под зону поражения ОУ», «колокол». В качестве примера на рис. 4 показан участок полета ЛА, который совершает маневр типа «кобра», где под 1,2 – показаны траектории ОУ при значениях α равных 0,1 и 0,9; 3 – наведение ОУ МПН; 4 – траектория полета ЛА.

В качестве показателей эффективности самонаведения ОУ анализировались ускорения ОУ и значения промахов h . На рис. 5, 6 при тех же обозначениях, что и на рис. 4, приведены зависимости текущих промахов и ускорений ОУ от времени t .

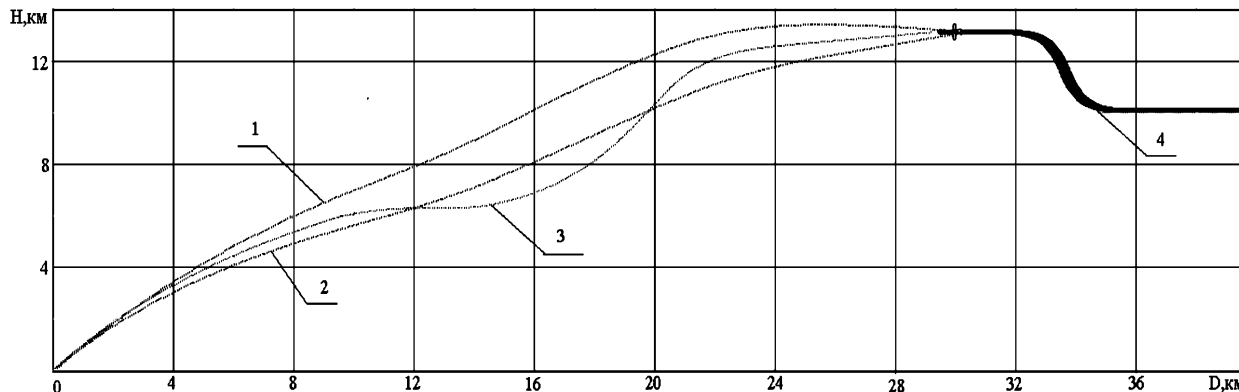
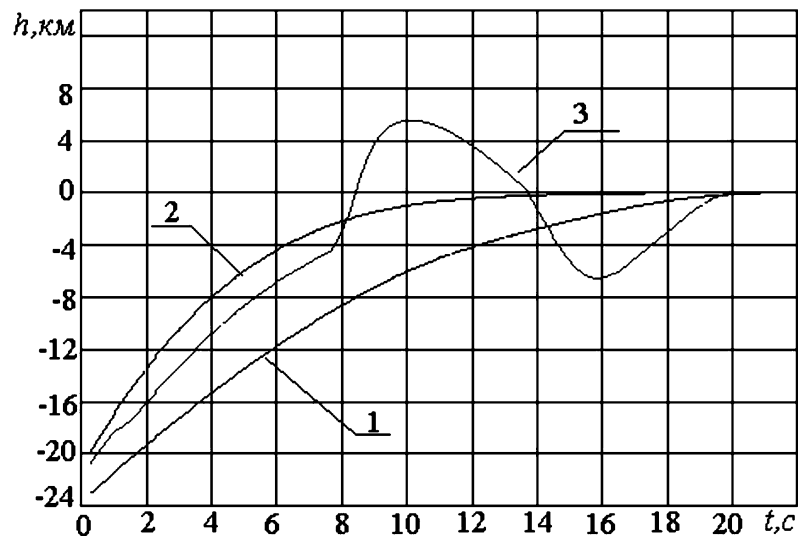
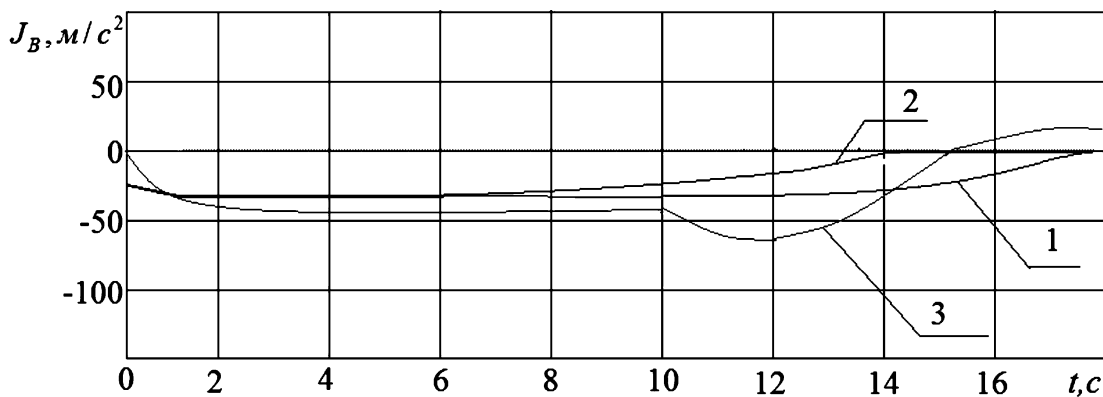


Рис. 4. Траектории полета ОУ и ЛА

Рис. 5. Значения промахов h от времени t Рис. 6. Значения ускорений ОУ от времени t

Из анализа рис. 5,6 следует, что в случае использования цифрового алгоритма (3) при наведении на маневрирующие воздушные ЛА значения поперечного ускорения ОУ уменьшаются на 20...30% и промаха на 15...20%, по сравнению МПН.

Заключение

Результаты исследования показали, что при наведении на неманеврирующий ЛА предложенный алгоритм имеет те же показатели эффективности, что и МПН. Однако если ЛА совершает такие маневры, как «кобра Пугачева», «колокол», «пикирование» уменьшение величины промаха и требуемых значений ускорения ОУ составляет 15...20% и 20...30% соответственно, по сравнению с традиционным МПН. При этом платой является увеличение вычислительных затрат на 5...10%. Кроме того показано, что возможна практическая реализация предложенного цифрового алгоритма (3) в реальном масштабе времени на МК AT91SAM9G20.

Литература

1. Голубев И.С., Светлов В.Г. Проектирование зенитных управляемых ракет. - М.: Издательство МАИ, 2001. - 472 с.

2. Меркулов В.И. Алгоритмы наведения ракет воздух-поверхность при полуактивном синтезировании аппаратуры антенны // Радиотехника, 2002. №1. - 192 с.

3. Вейцель В.А. Радиосистемы управления. М.: Дрофа, 2005. - 415 с.

4. Чижов А.А., Авласенок А.В. Оптимизация самонаведения управляемой ракеты на групповую радиолокационную цель // Радиоэлектроника, 2003. №3. - С. 3-11.

5. Меркулов В.И., Канащенков А.И. Синтез и анализ алгоритма траекторного управления летательных аппаратов, наводимых на интенсивно маневрирующие воздушные цели // Радиотехника, 2005. №9. - С. 18-25.

6. Меркулов В.И. Траекторное управление наблюдением и показатели эффективности бортовых радиолокационных систем // Радиотехника, 2010. №7. - С. 15-25.

7. Кириллов С.Н., Токарь А.Д. Эффективный алгоритм наведения объекта управления на маневрирующие воздушные цели // Вестник РГРТУ. Рязань, 2008. Вып.24. - С.33-38.

8. Канащенков А.И., Меркулов В.И. Авиационные системы радиоуправления. Радиоэлектронные системы самонаведения. Т.2. - М.: Радиотехника, 2003. - 389 с.

9. Официальный сайт фирмы Atmel <http://www.atmel.com>.

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНЫХ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ

Кагаленко М.Б., аспирант Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: michael.kagalenko@gmail.com

Ключевые слова: гармонический сигнал, оценка частоты, метод наименьших квадратов, смещение и дисперсия оценки.

Введение

Задача оценки частоты гармонического сигнала по ограниченному числу дискретных действительных наблюдений возникает в самых разных областях техники, от радиолокации с синтезированной апертурой и многоканальной цифровой радиосвязи, до анализа речи и диагностики плазменных ускорителей. Для решения этой задачи широко используется метод максимального правдоподобия. «Google Scholar» находит более 900 ссылок на одну из первых статей, анализирующих влияние шума на точность оценки [1]. Это свидетельствует о практической важности изучения точности оценки частоты методом максимального правдоподобия.

В ряде работ [2, 3], чувствительность оценки к шуму оценивается путём анализа границы Крамера-Рао в форме, справедливой для несмещённой оценки. Однако для частот, близких к нулевой и к частоте Котельникова, оценка максимального правдоподобия является смещённой. Как известно [4], дисперсия смещённой оценки может быть меньше, чем граница Крамера-Рао для несмещённой оценки. В данной статье получены асимптотические оценки дисперсии, справедливые для всех значений частоты синусоидального сигнала. Полученные аналитические оценки согласуются с результатами численного моделирования методом Монте-Карло.

Постановка задачи

Исходные данные представляют собой вектор дискретного гармонического сигнала с частотой μ , амплитудой A_0 и фазой φ_0 , возмущённого аддитивным шумом \mathbf{n} :

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}^{(0)} + \mathbf{n} \quad (1)$$

где

$[\mathbf{y}^{(0)}]_k = A_0 \cos(\mu x_k + \varphi_0)$, $x_k = k - (N+1)/2$ (здесь и далее $[\mathbf{a}]_k$ обозначает k -й элемент вектора \mathbf{a} , для всех векторов $k = 1 \dots N$). При таком представлении сигнала, частоте Котельникова соответствует $\mu = \pi$ рад/отсчёт.

Получены асимптотические выражения для смещения и дисперсии оценки частоты гармонического сигнала на фоне аддитивного стационарного гауссовского шума методом нелинейных наименьших квадратов. В отличие от ранее опубликованных результатов, представленные выражения справедливы для значений частоты на всём интервале измерения, включая значения как вблизи нуля, так и вблизи частоты дискретизации Котельникова. Полученные оценки согласуются с результатами статистического моделирования.

В дальнейшем подразумеваем, что \mathbf{n} представляет собой некоррелированный стационарный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

Введём косинус и синус векторы $\mathbf{c}(\mu)$, $\mathbf{s}(\mu)$, где $[\mathbf{c}(\mu)]_k = \cos(\mu x_k)$, $[\mathbf{s}(\mu)]_k = \sin(\mu x_k)$, а также единичные векторы

$$\mathbf{e}_c(\mu) = \mathbf{c}(\mu) / \|\mathbf{c}(\mu)\|$$

$$\mathbf{e}_s(\mu) = \mathbf{s}(\mu) / \|\mathbf{s}(\mu)\|$$

Невозмущённый синусоидальный сигнал можно представить в виде

$$[\mathbf{y}^{(0)}]_k = a \mathbf{e}_c(\mu) + b \mathbf{e}_s(\mu), \quad (2)$$

где

$$a = A \cos(\varphi), \quad b = A \sin(\varphi)$$

$$A^2 = A_0^2 \sqrt{N/2} (1 + \cos(2\varphi_0)) G(\mu)$$

$$\cos(2\varphi) = \frac{\cos(2\varphi_0) + G(\mu)}{1 + \cos(2\varphi_0)G(\mu)}$$

$$G(\mu) = \frac{\sin(N\mu)}{N \sin \mu}$$

Преимущество такой параметризации заключается в том, что при анализе чувствительности оценки частоты к помехам следует основываться на имеющей физический смысл норме сигнала. В представлении (2) норма равняется A .

Нахождение оценки частоты заключается в подборе параметров a , b , ν модели сигнала $\mathbf{y}^{(\text{model})}(a, b, \nu) = a \mathbf{e}_c(\nu) + b \mathbf{e}_s(\nu)$, минимизирующих Евклидову норму невязки, то есть разности между заданным сигналом \mathbf{y} и моделью

$$\mathbf{r} = \mathbf{y} - \mathbf{y}^{(\text{model})}$$

Если шум $\mathbf{n} = \mathbf{0}$, невязка обращается в нуль исключительно при $\nu = \mu$. Действительно, рассмотрим матрицу Вандермонда

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} e^{i\mu x_1} & e^{-i\mu x_1} & e^{i\nu x_1} & e^{-i\nu x_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{i\mu x_N} & e^{-i\mu x_N} & e^{i\nu x_N} & e^{-i\nu x_N} \end{bmatrix}$$

Равенство нулю невязки \mathbf{r} подразумевает существование нетривиального решения $\|\mathbf{x}\| = 0$ линейной системы $\mathbf{V}\mathbf{x} = \mathbf{0}$, что противоречит полноте ранга \mathbf{V} при $\nu \neq \mu$ [5].

Так как модель зависит от неизвестного параметра ν нелинейно, мы имеем дело с методом нелинейных наименьших квадратов [6]. Кроме того, эта проблема оптимизации относится к классу задач сепарабельных наименьших квадратов, поскольку модель зависит от части параметров линейно. Метод проекции переменных [7] позволяет исключить линейные параметры из рассмотрения, что упрощает дальнейший анализ. При заданной частоте ν , находим $a^{(\min)}$, $b^{(\min)}$, минимизирующие невязку

$$a^{(\min)}, b^{(\min)} = \arg \max_{a,b} R(a, b, \nu). \tag{3}$$

Действительно, $\mathbf{e}_c \mathbf{e}'_c \equiv 0$, и поэтому

$$a^{(\min)}(\nu) = \mathbf{y} \mathbf{e}_c(\nu), \quad b^{(\min)}(\nu) = \mathbf{y} \mathbf{e}'_s(\nu).$$

Минимум невязки совпадает с максимумом

$$R(a, b, \nu) = \sqrt{\|\mathbf{y}\|^2 - \|\mathbf{r}\|^2}.$$

Используя метод проекции переменных, получим

$$R(\nu) = R(a^{(\min)}(\nu), b^{(\min)}(\nu), \nu) = \sqrt{(\mathbf{y} \mathbf{e}_c)^2 + (\mathbf{y} \mathbf{e}'_s)^2}. \tag{4}$$

Модифицированная периодограмма (4) была предложена в работе [8]. Величина $R(\nu)/\|\mathbf{y}\|$ представляет собой косинус угла между заданным сигналом \mathbf{y} и линейным пространством $\text{span}[\mathbf{c}(\nu), \mathbf{s}(\nu)]$, натянутым на векторы \mathbf{c}, \mathbf{s} [9]. Преимущество использования $R(\nu)$ вместо невязки заключается в сходстве этой величины с периодограммой

$$P(\nu) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sqrt{(\mathbf{y} \mathbf{c})^2 + (\mathbf{y} \mathbf{s})^2}.$$

Действительно, на половинных частотах дискретного преобразования Фурье $\nu_k^{\text{DFT}} = \pi k / N$ они совпадают:

$$P(\nu_k^{\text{DFT}}) = R(\nu_k^{\text{DFT}}),$$

так как $\|\mathbf{c}(\nu_k^{\text{DFT}})\|^2 = \|\mathbf{s}(\nu_k^{\text{DFT}})\|^2 = N/2$. Однако, в отличие от модифицированной периодограммы $R(\nu)$, максимум периодограммы $P(\nu)$ в общем случае не совпадает с искомой частотой даже в отсутствие возмущения $\mathbf{n} = \mathbf{0}$.

Вариация оценки частоты

Для анализа чувствительности оценки частоты к шуму найдём $B(\mu, \varphi)$ – квадрат нормы градиента оценки частоты сигнала ν как функции исходных данных \mathbf{y} , когда исходные данные являются синусоидой с частотой μ и фазой φ . Мы определили $\nu(\mathbf{y})$ как максимум $R(\nu)$, поэтому справедливо

$$\frac{1}{2} \frac{\partial(R^2(\nu))}{\partial \nu} = (\mathbf{y} \mathbf{e}'_c(\nu))(\mathbf{y} \mathbf{e}'_c(\nu)) + (\mathbf{y} \mathbf{e}'_s(\nu))(\mathbf{y} \mathbf{e}'_s(\nu)) = F(\mathbf{y}, \nu) = 0.$$

По теореме о неявной функции

$$\frac{\partial(\nu)}{\partial y_k} = \frac{\partial F}{\partial y_k} / \frac{\partial F}{\partial \nu} = \frac{[\mathbf{e}'_c]_k(\mathbf{y} \mathbf{e}'_c) + [\mathbf{e}'_s]_k(\mathbf{y} \mathbf{e}'_s) + [\mathbf{e}_c]_k(\mathbf{y} \mathbf{e}'_c) + [\mathbf{e}_s]_k(\mathbf{y} \mathbf{e}'_s)}{(\mathbf{y} \mathbf{e}'_c)^2 + (\mathbf{y} \mathbf{e}_c)(\mathbf{y} \mathbf{e}''_c) + (\mathbf{y} \mathbf{e}'_s)^2 + (\mathbf{y} \mathbf{e}_s)(\mathbf{y} \mathbf{e}''_s)}.$$

При невозмущённом сигнале

$$\mathbf{y}^{(0)} = \mathbf{y} - \mathbf{n} = a \mathbf{e}_c(\mu) + b \mathbf{e}'_s(\mu)$$

$$\left. \frac{\partial(\nu)}{\partial y_k} \right|_{\mathbf{y}=\mathbf{y}^{(0)}} = - \frac{a(\mathbf{e}'_c)_k + b(\mathbf{e}'_s)_k}{a^2(\mathbf{e}'_c)^2 + b^2(\mathbf{e}'_s)^2},$$

$$B = \left\| \frac{\partial \nu}{\partial \mathbf{y}} \right\|^2 = \sum_{k=1}^N \left(\frac{\partial \nu}{\partial y_k} \right)^2 = \frac{1}{a^2(\mathbf{e}'_c)^2 + b^2(\mathbf{e}'_s)^2},$$

так как $\mathbf{e}_c \mathbf{e}'_c \equiv \mathbf{e}_s \mathbf{e}'_s \equiv 0$. Поскольку

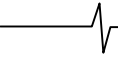
$$\mathbf{c}(\mu) \mathbf{c}(\mu) = \frac{N}{2} (1 + G(\mu));$$

$$\mathbf{s}(\mu) \mathbf{s}(\mu) = \frac{N}{2} (1 - G(\mu))$$

$$\mathbf{e}'_c = \frac{\partial}{\partial \nu} \frac{\mathbf{c}}{\sqrt{\mathbf{c} \cdot \mathbf{c}}} = (\mathbf{c}^2)^{-\frac{3}{2}} (\mathbf{c}'(\mathbf{c}^2) - \mathbf{c}(\mathbf{c} \cdot \mathbf{c}')),$$

\mathbf{e}'_s выражается аналогично, получаем

$$B^{-1}(\mu, \varphi) = \left\| \frac{\partial \nu}{\partial \mathbf{y}} \Big|_{\mathbf{y}=\mathbf{y}^{(0)}} \right\|^2 = \frac{1}{4} \frac{A^2}{1 - G(\mu)^2} \left(\frac{1}{3} (N^2 - 1) - G(\mu) G''(\mu) - G'(\mu)^2 \frac{1 + G(\mu)^2}{1 - G(\mu)^2} + \cos(2\varphi) \left(G''(\mu) - \frac{1}{3} (N^2 - 1) G(\mu) + 2 \frac{G(\mu) G'(\mu)^2}{1 - G(\mu)^2} \right) \right), \tag{5}$$



Так как $B(\mu, \varphi) = B(\pi - \mu, \pi(N+1)/2 - \varphi)$, в дальнейшем достаточно рассмотреть интервал $\mu \in [0, \pi/2]$. При больших значениях $N \rightarrow \infty$

$$B \sim \frac{1}{N^3} (1 + 4G(\mu)\cos(2\varphi)) + O\left(\frac{1}{N^5}\right),$$

то есть квадрат градиента стремится к постоянной величине $\sim 1/N^3$ с наложенными на неё колебаниями с периодом и амплитудой, убывающими $\sim 1/N$.

В работе [3] выражение, эквивалентное $B(\mu, \varphi)/\eta$ (с точностью до суммирования по k , которое не было там проведено, и замены $A, \varphi \rightarrow A_0, \varphi_0$) приводится в качестве границы Крамера-Рао (5) для вариации оценки частоты ($\eta = A^2/N\sigma^2$ – отношение сигнал/шум по мощности). Заметим, однако, что при $\mu \rightarrow 0$

$$B^{-1} = \frac{1}{6300}(N^2 - 4)(19N^2 - 31 + \dots) + 4(4N^2 - 1)\cos(2\varphi) \cdot \mu^2 + O(\mu^4)$$

что нарушает условие регулярности теоремы Крамера-Рао [10]. В окрестности нулевого значения частоты такая оценка вариации не является правильной. Неадекватность «несмещённой» границы Крамера-Рао вблизи сингулярной точки, где производная модели сигнала обращается в нуль, отмечена в ряде публикаций [11, 12]. А в статье [13] предложен метод оценки вариации вблизи особой точки для схожей задачи – оценки максимального правдоподобия угла приёма плоской волны антенной решёткой. Покажем, как применить этот метод в нашей задаче.

Ключевой идеей является возможность устранить обращение производной в нуль с использованием замены переменной. Пусть

$$x = \cos(\mu) \quad (7)$$

– новая независимая переменная. Тогда

$$D(x, \varphi) = \left\| \frac{\partial x}{\partial y} \right\|^2 = B(\mu(x), \varphi) \sin^2 \mu(x) \quad (8)$$

конечно на всём интервале $-1 \leq x \leq 1$. Интересно отметить, что $B(\arccos x, \varphi)$ является рациональной функцией x , поскольку $G(\arccos x) = U_{N-1}(x)/N$ – многочлен Чебышева II рода с точностью до множителя. Для новой переменной выполняются условия регулярности, поэтому оценка x методом максимального правдоподобия является асимптотически нормальной. При $N=1$ функция распределения оценки x удовлетворяет нормальному закону

$$f_{\text{pdf}}(x, x_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x(x_0)}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma_x^2(x_0)}}$$

где

$$\sigma_x^2(x_0) = \frac{D(x_0, \varphi)}{\eta}$$

Вариацию оценки частоты $\text{Var}(v)$ позволяют вычислить следующие выражения для математического ожидания частоты и её квадрата:

$$E_v = \int_{-1}^1 (\arccos x) f_{\text{pdf}}(x, x_0) dx \quad (9)$$

$$E_{v^2} = \int_{-1}^1 (\arccos x)^2 f_{\text{pdf}}(x, x_0) dx, \quad (10)$$

тогда $\text{Var}(v) = E_{v^2} - E_v^2$. Хотя интегралы (9), (10) и не удаётся выразить через известные элементарные и специальные функции, метод перевала [14] даёт для них асимптотические оценки благодаря малости σ_x . Наиболее простой вид асимптотические оценки имеют тогда, когда частота невозмущённого исходного сигнала μ достаточно далека от границ интервала $[0, \pi]$, иными словами, когда

$$|x_0| - 1 \gg \sigma_x(x_0) \quad (11)$$

$x_0 = \arccos \mu$. Для вариации оценки частоты в этом случае получаем

$$\text{Var}(v) \cong \frac{\sigma_x^2}{1-x_0^2} = \frac{B(x, \varphi)}{\eta}, \quad (12)$$

что совпадает с уже известной несмещённой границей Крамера-Рао из [3].

Вариация оценки частоты отклоняется от «несмещённой» (не учитывающей особенность в нуле) границы Крамера-Рао при $|x_0| - 1 \sim \sigma_x(x_0)$, при этом μ находится на расстоянии менее $1/N$ от границ интервала $[0, \pi]$. Непосредственное использование метода перевала для E_v исключается особенностью в нуле производной функции $\arccos x$, поэтому для получения оценки выделим особенность в отдельный интеграл, который выражается через вырожденные гипергеометрические функции:

$$\begin{aligned} E_v &= \int_{-1}^1 (\arccos x - \sqrt{2}\sqrt{1-x}) f_{\text{pdf}}(x, x_0) dx + \\ &+ \sqrt{2} \int_{-1}^1 \sqrt{1-x} f_{\text{pdf}}(x, x_0) dx \cong \\ &\cong \int_{-\infty}^1 (\arccos x_0 - \sqrt{2}\sqrt{1-x_0}) f_{\text{pdf}}(x, x_0) dx + \\ &+ \sqrt{2\sigma_x} \text{I}\left(\frac{1-x}{\sigma_x}\right) = \\ &= (\arccos x_0 - \sqrt{2}\sqrt{1-x_0}) \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x_0-1}{\sqrt{2}\sigma_x}\right) + \\ &+ \sqrt{2\sigma_x} \text{I}\left(\frac{1-x}{\sigma_x}\right) \end{aligned}$$

где интеграл

$$I(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \sqrt{t} e^{-\frac{(t-y)^2}{2}} dt =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi} 2^{\frac{3}{4}}} \left(\Gamma\left(\frac{3}{4}\right) \Phi\left(-\frac{1}{4}, \frac{1}{2}; -\frac{y^2}{2}\right) + \right.$$

$$\left. + y \sqrt{2} \Gamma\left(\frac{5}{4}\right) \Phi\left(\frac{1}{4}, \frac{3}{2}; -\frac{y^2}{2}\right) \right)$$

получаем, используя (3.462.1) и (9.240) из [15]. Кроме того,

$$I(0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \sqrt{t} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{2^{\frac{3}{4}} \sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{3}{4}\right)$$

так что

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} (E_v) = \frac{1}{2^{\frac{1}{4}} \sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{3}{4}\right) \sqrt{\sigma_x(0)}$$

Асимптотическую оценку для E_{v^2} получаем непосредственно методом перевала

$$E_{v^2} \cong \int_{-\infty}^1 \left(\arccos^2 x_0 - \frac{2 \arccos x_0}{\sqrt{1-x^2}} (x-x_0) \right) f_{pdf}(x, x_0) dx =$$

$$= \frac{1}{2} \arccos^2 x_0 \operatorname{erfc}\left(\frac{x_0-1}{\sqrt{2}\sigma_x}\right) + \sigma_x \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\arccos x_0}{\sqrt{1-x_0^2}} e^{-\frac{(x_0-1)^2}{2\sigma_x^2}}$$

и

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} E_{v^2} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_x(0)$$

Качественный анализ оценки и численные тесты

Рис.1 иллюстрирует поведение дисперсии оценки частоты $\text{Var}(v)$ в зависимости от частоты исходного сигнала μ на интервале $0 < \mu < \pi/2$. В зависимости от оценки дисперсии от частоты можно качественно выделить три зоны, проиллюстрированные пунктирными линиями на рис. 1: плато при $\mu \rightarrow 0$, убывание $1/\mu^2$ и плато при $\mu > 1/N$. Плато при $\mu \rightarrow 0$ не описывается опубликованными ранее выражениями для границы Крамера-Рао.

Численные эксперименты показывают согласие полученных оценок дисперсии с результатами моделирования методом Монте-Карло. Чтобы оценить дисперсию оценки частоты, с помощью программы оптимизации отыскивался максимум $R(v)$ для 1000 реализаций сигнала с добавленным псевдослучайным шумом.

На рис. 2 показаны вычисленные значения вариации оценки частоты как функции частоты исходного сигнала μ при двух значениях отношения сигнал/шум η . Сплош-

ными линиями показаны полученные асимптотические оценки, пунктирной линией – граница Крамера-Рао для несмещённой оценки.

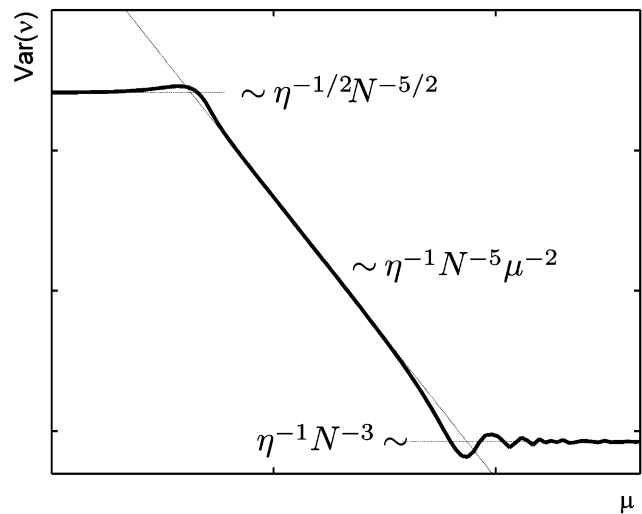


Рис.1. Три зоны поведения дисперсии

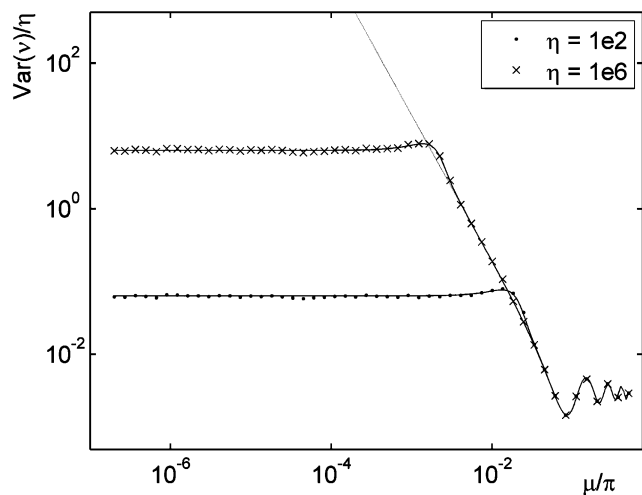


Рис. 2. Вариация оценки частоты при $\varphi = 0,3, N = 16$

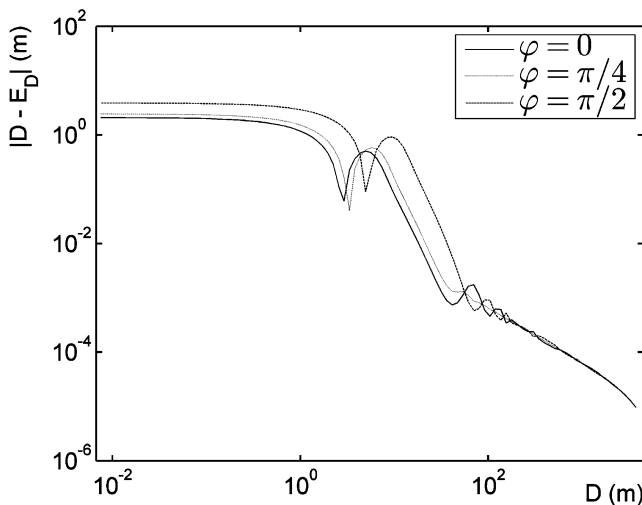


Рис. 3. Смещение оценки расстояния ЧМ дальнометром

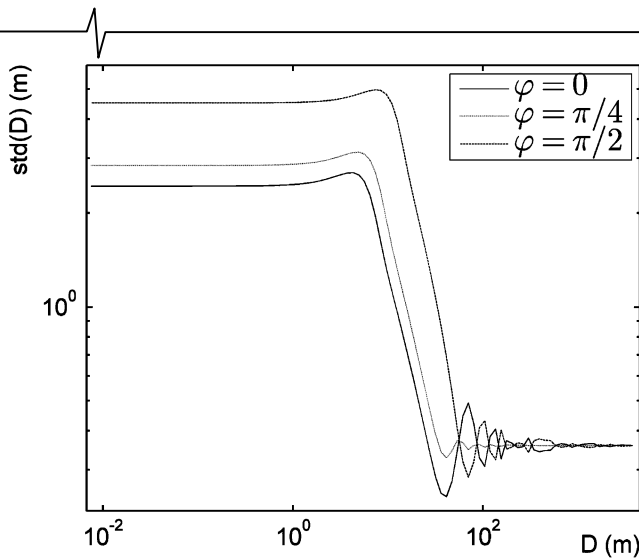


Рис. 4. Стандартное отклонение оценки расстояния ЧМ дальномером

Пример анализа конкретной измерительной системы

Рассмотрим ЧМ дальномер, в котором излучаемый сигнал перестраивается с шагом $\Delta f = 10$ КГц, при этом полный диапазон модуляции включает $N = 256$ шагов. В этом случае, максимальной частоте π рад/отсчёт соответствует расстояние $D_{\max} = c/4\Delta f \cong 7,50$ км,

c – скорость света. При соотношении сигнал/шум 15 дБ, то есть $\eta = 31,62$, стандартное отклонение найденного методом наименьших квадратов расстояния показано на рис.4 для трёх значений фазы сигнала биений. Стандартное отклонение оценки составляет около 40 см на большей части интервала измерения, но начинает резко возрастать в районе 100 метров. Наибольшее значение стандартное отклонение принимает на расстоянии 6,5 метра, где оно составляет около 5 м. Рост стандартного отклонения прекращается, когда оно становится того же порядка, что и измеряемое расстояние. Как иллюстрирует рис.3, в той же области перестаёт меняться математическое ожидание оценки расстояния, то есть смещение оценки становится существенным.

Заключение

Проведённый анализ и численное моделирование показывают, что граница Крамера-Рао для несмещённой оценки даёт необоснованно пессимистические предсказания чувствительности к шуму метода нелинейных наименьших квадратов вблизи границ интервала значений частоты. Полученные аналитические выражения для смещения и вариации оценки частоты можно использовать для анализа чувствительности к шуму ЧМ дальномеров, а также при проверке правильности реализации алгоритма нелинейных наименьших квадратов.

Литература

1. Rife D., Boorstyn R. Single tone parameter estimation from discrete-time observations // IEEE Transactions on Information Theory. 1974. Vol. 20, № 5. P. 591 - 598.
2. Stoica P., Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound // IEEE Transactions on Acoustics,

Speech and Signal Processing. 1989. Vol. 37, № 5. P. 720-741.

3. Dilaveroglu E. Nonmatrix Cramér-Rao bound expressions for high-resolution frequency estimators // IEEE Transactions on Signal Processing. 1998. Vol. 46, № 2. P. 463–474.

4. Stoica P., Moses R.L. On biased estimators and the unbiased Cramer-Rao lower bound // Signal Processing. 1990. Vol. 21, № 4. P. 349-350.

5. Хорн П., Джонсон Ч. Матричный анализ. Москва: Мир, 1989.

6. Kay S.M. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1993.

7. Golub G., Pereyra V. Separable nonlinear least squares: the variable projection method and its applications // Inverse Problems. 2003. Vol. 19, № 2. P. R1-R26.

8. Vaníček P. Approximate spectral analysis by least-squares fit // Astrophysics and Space Science. 1969. Vol. 4, № 4. P. 387–391.

9. Björck A., Golub G.H. Numerical methods for computing angles between linear subspaces // Mathematics of computation. 1973. Vol. 27, № 123. P. 579–594.

10. Крамер Г. Математические методы статистики: Пер. с англ./Под ред. академика АН Колмогорова. М.: Мир, 1975.

11. Basu S., Bresler Y. A global lower bound on parameter estimation error with periodic distortion functions // Information Theory, IEEE Transactions on. 2000. Vol. 46, № 3. P. 1145–1150.

12. Bell K.L., Ephraim Y., Van Trees H.L. Explicit Ziv-Zakai lower bound for bearing estimation // Signal Processing, IEEE Transactions on. 1996. Vol. 44, № 11. P. 2810–2824.

13. Bashan E., Weiss A.J., Bar-Shalom Y. Estimation near Zero Information points: angle-of-arrival near the end-fire // Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on. 2007. Vol. 43, № 4. P. 1250–1264.

14. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного, изд. 3-е. М.: Наука, 1965.

15. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Гос. изд-во физико-математической лит-ры, 1963.

THE ACCURACY OF THE NONLINEAR LEAST SQUARES ESTIMATE OF THE FREQUENCY OF A HARMONIC SIGNAL

Kagalenko M.B.

This article presents the asymptotic expressions of bias and variance for the nonlinear least squares estimate of the frequency of a harmonic signal with the additive stationary Gaussian noise. In contrast with the previously published results, we present the expressions that are valid for all values of frequency within the measurement interval, including the values both near zero and near the Kotelnikov discretization frequency. The variation and bias estimates are in agreement with the results of Monte-Carlo simulations.