

А.Л. ТИМАНОВСКИЙ, Ю.А. ПИРОГОВ

СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ В СИСТЕМАХ ПАССИВНОГО РАДИОВИДЕНИЯ

Москва



2017

УДК 621.396.96
ББК 32.95
Т 41

Р е ц е н з е н т ы :

д.ф.-м.н., проф. *А.И. Чуликов*,
к.ф.-м.н. *Е.Н. Терентьев*

Тимановский А.Л., Пирогов Ю.А.

Т41 Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения. Монография. – М.: Радиотехника, 2017. – 160 с.: цв. ил.

ISBN 978-5-93108-153-3

Рассмотрены методы получения изображений и алгоритмы повышения разрешения одно- и многоканальных систем пассивного радиовидения путем математической обработки выходных сигналов радиометров. Представлены алгоритмы обработки сигнала для компенсации динамических искажений с учетом статистических характеристик сигнала; алгоритмы сверхразрешения радиотепловых изображений, полученных с помощью одноканальных и многоканальных систем. Предложен улучшенный алгоритм сверхразрешения, разработанный на основе известных линейных и нелинейных алгоритмов. Представлен метод стабилизации алгоритмов сверхразрешения путем подавления шумов с помощью нелинейной фильтрации, основанный на вейвлет-преобразовании. Проанализирован вопрос о теоретически достижимом пределе сверхразрешения и изучено влияние шумов на поведение алгоритмов сверхразрешения. Описаны результаты применения алгоритмов для обработки тестовых искусственных и экспериментальных изображений трехмиллиметрового диапазона, а также алгоритмов сверхразрешения, учитывающих различие аппаратных функций и шумовых характеристик в отдельных каналах многоканальных систем.

Для преподавателей, научных сотрудников и аспирантов радиофизических специальностей.

**УДК 621.396.96
ББК 32.95**

ISBN 978-5-93108-153-3

© А.Л. Тимановский, Ю.А. Пирогов, 2017
© ООО «Издательство «Радиотехника», 2017

Оглавление

Предисловие редактора	7
Введение	13
1 Получение изображений в одноканальных системах пассивного радиовидения	25
1.1 Физические принципы формирования изображения	26
1.2 Сканирующие системы	35
1.3 Система пассивного радиовидения	38
1.4 Метод компенсации динамических искажений .	39
1.5 Дисперсия сигнала после компенсации динамических искажений	42
1.6 Преобразование статистических характеристик сигнала в одноканальной системе пассивного радиовидения	46
1.7 Выводы	47
2 Алгоритмы сверхразрешения для одноканаль-	

ных систем	49
2.1 Постановка задачи	50
2.2 Классификация алгоритмов сверхразрешения .	53
2.3 Алгоритм сверхразрешения радиоизображений	58
2.4 Количественная мера качества восстановления	68
2.5 Анализ характеристик алгоритмов сверхразрешения	69
2.6 Результаты обработки экспериментальных данных	79
2.7 Предел сверхразрешения	80
2.8 Быстродействие алгоритмов	87
2.9 Выводы	89
3 Вэйвлет-шумоподавление при сверхразрешении радиоизображений	91
3.1 Вэйвлет-преобразование	93
3.2 Вэйвлет-регуляризация	95
3.3 Определение порога отсечки шума для вэйвлет-регуляризации	98
3.4 Экспериментальные данные и заключение . . .	99
3.5 Выводы	101
4 Влияние боковых лепестков аппаратной функции на сверхразрешение радиоизображений	103
4.1 Влияние уровня боковых лепестков на качество восстановления радиоизображений	105

4.2	Влияние неизвестного искажения аппаратной функции на качество восстановления радиоизображений	110
4.3	Выводы	112
5	Получение изображений в многоканальных системах пассивного радиовидения	113
5.1	Принцип формирования радиоизображений . .	114
5.2	Обобщение алгоритмов сверхразрешения для многоканальных систем	117
5.3	Случай различающегося уровня шума в каналах установки радиовидения	124
5.4	Оптимизация процедур сканирования с учетом последующего сверхразрешения радиоизображений	126
5.5	Выводы	132
	Заключение	133
	Литература	137

Предисловие редактора

Радиовидение приходит на смену оптическому видению в тех случаях, когда между наблюдаемым объектом и регистратором приходящего от объекта информационного сигнала находится непрозрачная для оптических излучений среда — туман, дымка, снег, разнообразные аэрозоли в атмосфере, прикрывающий объект камуфляж и т.п.

Рассмотреть закрытую таким образом „сцену“ можно в диапазоне радиоизлучений, которые свободно проходят через непрозрачную для оптики среду. Сделать это можно двумя способами — активным, облучая „сцену“ радиосигналами и принимая излучения, отраженные от элементов „сцены“, или пассивным, регистрируя радиотепловые излучения от наблюдаемого объекта.

Физической причиной формирования контраста радиоизображений, т.е. границ между элементами „сцены“, в активном радиовидении является различие в их отражательной способности, а в пассивном — разница излучательных характеристик и температуры поверхности соседних элементов „сцены“.

Активное радиовидение может обеспечить более высокие значения чувствительности и пространственного разрешения элементов „сцены“ за счет высокой мощности облучения и применения амплитудно-фазовой обработки принимаемого сигнала.

Пассивное радиовидение, несмотря на невысокую чувствительность и относительно слабое пространственное разрешение, обладает рядом существенных преимуществ перед активным радиовидением — обеспечивает абсолютную скрытность и неограниченную дальность наблюдения и не требует применения облучающих генераторов. Поэтому в последние три десятилетия в США, России, Великобритании, Франции, Германии, Китае и других странах были предприняты интенсивные разработки систем пассивного радиовидения, предназначенных для обнаружения невидимых оптическими приборами предметов, находящихся за радиопрозрачной преградой.

Различают два типа пассивных систем радиовидения: 1) системы дальнего радиовидения и 2) системы ближнего радиовидения. *Системы дальнего радиовидения* необходимы для наблюдения за подстилающей поверхностью с борта летательных аппаратов, обзора морских и речных акваторий, контроля взлетно-посадочной обстановки в аэропортах, периметра охраняемых территорий, пограничных зон и т.п. В задачи *систем ближнего радиовидения* входят функции обнаружения потенциально опасных предметов (оружия, взрывчатки, наркотиков), спрятанных под одеждой и

камуфляжем.

Радиотепловое излучение, регистрируемое датчиками пассивных систем, имеет очень малую величину и для его усиления приходится применять радиометрические способы приема, впервые опробованные и широко применяемые по сей день в радиоастрономии, которую по этой причине можно смело отнести к направлению дальнего радиовидения в астрофизике. С помощью радиометрических приемников обеспечивается высокое отношение сигнал/шум, но за счет потерь в быстродействии. Однако работа пассивных систем радиовидения может осуществляться и в реальном времени с инерционностью в доли секунды. Для этого приемные блоки делаются многоканальными, матричного типа, позволяя параллельно регистрировать сигналы от отдельных пикселей наблюдаемой „сцены“. Разрешение элементов „сцены“ определяется дифракционными свойствами антенн, собирающих сигнал на входе радиометрических каналов. Поскольку разрешение тем больше, чем шире апертура антенн и короче длина волны принимаемого излучения, *в системах радиовидения применяются электромагнитные волны миллиметрового и в последнее время субмиллиметрового (терагерцового) диапазонов.* Однако при ограниченных апертурах антенн даже на столь коротких длинах волн пространственное разрешение оказывается недостаточным и требует улучшения. Такое возможно за счет применения математических методов обработки выходных сигналов радиометрических приемников, которые

получили название *методов сверхразрешения*. Впервые эти методы были использованы в 1980-е гг в экспериментах по пассивному радиовидению, проводившихся на физическом факультете МГУ при участии профессора Ю.П. Пытьева, разработавшего *метод математической редукции*, который позволял учесть и скомпенсировать дифракционные искажения аппаратной функции регистрирующего прибора. С помощью созданного на кафедре радиофизики физфака МГУ (Ю.А.Пирогов, В.В. Гладун, В.В. Криворучко и др.) экспериментального устройства, снабженного алгоритмом обработки сигналов в режиме сверхразрешения, удалось в 10-15 раз повысить разрешение одномерной „сцены“, состоящей из дискретного набора квазиточечных шумовых источников восьмимиллиметрового диапазона. В случае съемки реальных двумерных „сцен“ за счет сверхразрешения в том же диапазоне длин волн было получено четырех, пяти кратное улучшение пространственного разрешения элементов „сцены“. Для этого пришлось с весьма высокой (оптической) точностью измерить аппаратную функцию радиометра (диаграмму направленности приемной антенны в полосе радиометрического приема) и ввести ее данные в алгоритм сверхразрешения, основанный на решении задачи методом редукции. В дальнейшем эти работы были поддержаны грантами Минобрнауки РФ и РФФИ, федеральными целевыми программами «Физика микроволн» и «Интеграция» (в рамках деятельности Радиоастрономического учебно-научного центра), ведущая научная школа «Си-

стемы радиовидения» (основатель школы Ю.А. Пирогов) дважды отмечена грантами Президента РФ.

Научным коллективом, сформировавшимся в 2000-е годы в Центре магнитной томографии и спектроскопии (ЦМТС) МГУ, были созданы совместно с НПО «Исток» (г. Фрязино, В.В. Криворучко) три поколения одно- и многоканальных систем пассивного радиовидения трехмиллиметрового диапазона, — как для дальнего, так и ближнего видения. В развитие первых математических работ по сверхразрешению, выполненных Е.Н. Тереньевым, были построены новые алгоритмы, позволившие получить существенное улучшение пространственного разрешения созданных пассивных устройств, а также в результате обработки данных Солнечного радиотелескопа (МГТУ им. Н.Э. Баумана, трехмиллиметровый диапазон, 7.5-м зеркало, руководитель Б.А. Розанов) обнаружить эффекты подавления яркости радиосвечения хромосферы Солнца в местах выброса протуберанцев.

Обобщению работ по созданию современных алгоритмов сверхразрешения в пассивном радиовидении и посвящена настоящая монография, в написании которой основная роль принадлежит А.Л. Тимановскому, начинавшему эту работу на физическом факультете и завершившему ее в ЦМТС МГУ. В последнее время усилиями профессора А.И. Чуличкова и научного сотрудника С.С. Батовой математические приемы сверхразрешения в пассивном радиовидении и радиоастрономии получили дальнейшее развитие.

Заметим еще, что в тексте книги для наглядности некоторые рисунки (отмеченные символом > перед подписью к рисунку) повторены в цветном изображении (см. цветную вклейку).

Профессор физического факультета МГУ Ю.А. Пирогов
20 декабря 2016 года

Введение

Пассивное радиовидение в миллиметровом диапазоне длин волн становится исключительно популярным из-за вновь открывшихся возможностей для создания компактных бортовых средств всепогодного видения для слепой посадки летательных аппаратов, аппаратуры обзора прибрежных акваторий, видения объектов, скрытых непрозрачным для оптических излучений камуфляжем.

Миллиметровые волны наиболее приемлемы для использования в радиовидении. Они являются самыми короткими из радиоволн, свободно пропускаемых атмосферой, обеспечивая вместе с тем максимальное разрешение среди устройств всепогодного радиовидения. В отличие от излучения видимого и инфракрасного диапазонов миллиметровые волны легко проникают сквозь гидрометеоры и аэрозоли: дымку, туман, снег, дождь, пылевые облака, дымовые завесы и т. п. По сравнению с активными (радарными) устройствами радиометрические системы являются намного более экономичными, скрытными (недоступными для обнаружения) и портативными.

Однако имеется два принципиальных недостатка видеоустройств миллиметрового диапазона длин волн:

- 1) Малое по сравнению с оптическими системами пространственное разрешение;
- 2) Невысокое быстродействие.

Классические возможности улучшения углового разрешения радиооптических систем достаточно ограничены — длина волны фиксирована техническими возможностями и условиями распространения сигнала в атмосфере, а максимальный диаметр приемных антенн определяется требованиями компактности систем. Поэтому заманчивым является путь повышения разрешения путем математической обработки полученных радиоизображений, т.е. использованием режима сверхрэлеевского разрешения (сверхразрешения).

Быстродействие систем радиовидения повышается путём применения решёток сенсоров, что позволяет уменьшить время регистрации одного радиоизображения по сравнению с одноканальными системами. Это дает возможность реализовать радиовидение в реальном масштабе времени.

Наиболее понятным прототипом системы радиовидения является человеческий глаз, подобно которому устройство радиовидения должно иметь радиооптическую линзу (или параболическое зеркало) в качестве аналога хрусталика и решётку сенсоров (аналог сетчатки), расположенную в фокальной плоскости. При этом наиболее близкие к оптическим возможностям глаза разрешение и угол зрения полу-

чаются в случае регистрации тепловой сцены в миллиметровом диапазоне длин волн системой радиовидения с апертурой антенны, равной 1 м, и решёткой с 10 000 радиометрических каналов при постоянной времени радиометров порядка 0,1 с. В настоящее время макеты такого рода систем уже созданы: в ближайшем будущем они появятся на борту аэрокосмических аппаратов [1, 2, 3] и в составе наземных установок всепогодного (включая ночное) видения, обнаружения спрятанных под одеждой предметов, например оружия в аэропортах [4, 5, 6].

Вместе с тем проблема высокого пространственного разрешения до сих пор не решена в необходимой степени. Заметные успехи в этой области достигнуты лишь в нескольких лабораториях Великобритании [7, 8], США [9, 10] и России [11, 12, 13]. Лучшие по уровню сверхразрешения результаты были получены в МГУ имени М.В. Ломоносова. Главный итог отечественных разработок состоит в экспериментально полученном многократном улучшении пространственного разрешения систем пассивного радиовидения, реализованных как в виде одноэлементных устройств, так и на основе решёток сенсоров. Разработанные в МГУ алгоритмы сверхразрешения пригодны для систем с произвольной геометрией антенн и обеспечивают как высокую точность восстановления наблюдаемых сцен, так и большую скорость обработки двумерных образов, что особенно важно при измерениях в реальном времени.

В результате использования методов сверхразрешения в

радиоастрономии на солнечном радиотелескопе МГТУ имени Н.Э. Баумана РТ-7,5 в трехмиллиметровом диапазоне длин волн был обнаружен ряд новых особенностей физических явлений [14]. Метод имеет серьёзные перспективы в случае многолучевых систем радиовидения с параллельным приёмом сигналов и обработкой принимаемой информации.

Актуальность разработок в направлении пассивного радиовидения определяется непрерывным расширением списка прикладных областей, где востребованы такие системы. Одновременно с развитием полупроводниковых технологий становится технически возможным построить низкошумящие неохлаждаемые усилители миллиметрового диапазона длин волн на базе полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) [15], что делает радиовидение более доступным.

Основные области применения систем радиовидения — это области, где уже традиционно применяются инфракрасные (ИК) методы.

Принцип работы систем пассивного радиовидения основан на фиксации контраста радиоизлучения объектов, который возникает из-за различных коэффициентов поглощения и отражения материалов и разных температур наблюдаемых объектов. Преимуществом радиовидения над ИК системами является всепогодность, т.е. способность получать изображения объектов независимо от погодных условий и времени суток. Так дождь или туман ведут лишь к небольшой потере контраста радиоизображений, но являются се-

рьезной проблемой для ИК приборов.

Среди практических областей применения радиовидения можно выделить следующие [15, 16, 17, 18]:

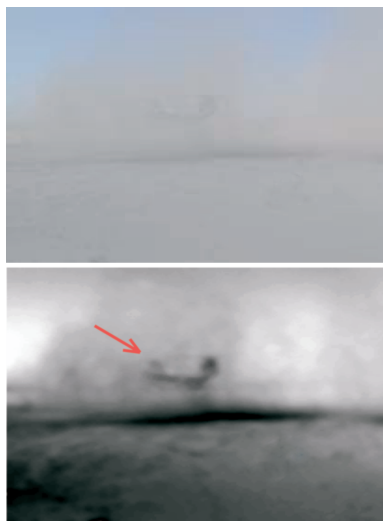
- обеспечение авиационной безопасности [19, 20, 21],
- навигация в условиях ограниченной видимости, экологический мониторинг (например спутниковая система предупреждения о лесных пожарах) [22, 23],
- вулканология [24, 25],
- выявление скрытого под одеждой оружия в публичных местах [26, 27, 28, 29],
- медицина [30, 31],
- астрономия [32, 33],
- пассивная локация произвольных объектов [34] и тому подобные.

Примеры применения систем радиовидения проиллюстрированы на рис. В.1.

В то же время из-за гораздо большей рабочей длины волны системы пассивного радиовидения заметно проигрывают по разрешению оптическим системам ИК и видимого диапазона. В связи с этим выделилось направление по разработке методов повышения разрешения путем математической обработки радиоизображений. Большинство инновационных работ по сверхразрешению было выполнено в контексте радиоастрономии, где имеется своя специфика, а признанного



а)



б)

▷ Рисунок В.1. Применение систем радиовидения:

а — детектирование скрытого оружия с помощью системы радиовидения, работающей на частоте 94 ГГц.

б — посадка вертолета в пустыне в условиях пылевой бури (верхнее изображение — оптическое, нижнее — в миллиметровом диапазоне).

универсального алгоритма обработки для систем радиовидения не существует. Разработка такого метода способствует более широкому внедрению систем радиовидения.

Вторым существенным недостатком пассивного радиовидения является его низкое быстродействие из-за необходимости накапливать сигнал в каждой точке измерений (обычно 0.1 с). Этот недостаток стараются преодолеть с помощью многоканальных систем, где за одно измерение можно получить сразу несколько пикселей изображения [35, 36, 37]. Такие системы начали разрабатываться сравнительно недавно, и вопросы обработки и повышения разрешения в них пока еще весьма неразвиты. В то же время практика показала, что применение в многоканальных системах методов, работающих в одноканальных системах, затруднительно, в связи с чем возникла потребность разработки *специальных алгоритмов сверхразрешения, адаптированных для этого случая многоканальных устройств* [38].

Рассмотрим текущий статус развития алгоритмов сверхразрешения в радиовидении [39]. Исторически бóльшая часть методов была разработана или берет свое начало в радиоастрономии [40, 41, 42], поскольку используемые приборы и технологии в данных областях практически одинаковы, а отличаются наблюдаемые объекты. Так, в двух независимых публикациях [43, 44] был впервые предложен алгоритм, который изначально разрабатывался с учетом неотрицательности значений радиояркостной температуры, он положил начало разработке подобных методов. Алго-

ритм был приспособлен для обработки сигналов с ПЗС матриц оптических телескопов и подразумевал пуассоновскую модель шума. Позднее в компьютерной томографии был разработан аналогичный алгоритм для случая гауссовского [45].

Подробное сравнение этих алгоритмов в одинаковых условиях показало [46], что, действительно, учет статистических характеристик шума очень сильно влияет на конечный результат сверхразрешения. Произведенное математическое сравнение указанных алгоритмов, приведенных к подобной форме, показало, что оба алгоритма являются специальными случаями метода наискорейшего спуска с переменным шагом.

Важный результат представлен в [47]; где показано, что нежелательные артефакты ("звон") решения в основном обусловлены отличием применяемого обратного преобразования от истинного обратного оператора.

Сверхразрешение в системах радиовидения было рассмотрено авторами работ [35, 48, 49]. В то же время ими не был затронут такой важный вопрос как восстановление пространственного спектра при сверхразрешении (принципиальное отличие нелинейных методов); не были проанализированы статистические характеристики сигнала на разных этапах обработки и оправданность предположений относительно этих характеристик. Что касается сверхразрешения в многоканальных системах радиовидения, то по этой теме существует очень мало публикаций [50, 51] в частности

из-за того, что таких систем в мире имеется совсем немного. До сих пор не был предложен универсальный алгоритм, который бы позволял восстановить цельное изображение из частных данных с разных каналов установки с учетом разного уровня шума и аппаратных функций каналов, неэквидистантности лучей и перекрытия между каналами.

В последнее время разработаны новые способы регуляризации решений обратных задач в дополнение к известной тихоновской регуляризации. Одним из таких способов является автоматическое определение количества шагов итерационных алгоритмов, по прошествии которых вычисления останавливаются. Хотя в этом направлении и был достигнут определенный прогресс [46], универсального решения пока не существует.

Как показано в настоящей работе, при определенных условиях итерационные *алгоритмы быстро расходятся при превышении оптимального числа шагов.*

Другим подходом к регуляризации является *описание исходных данных какой-либо априорной моделью* (см. например [47, 49]): корреляционных свойств, или определенной структуры гистограммы, что является аналогичным тихоновскому приему.

Еще одним подходом (который может применяться совместно с остальными) является *регуляризация путем подавления шумов.* В последние годы для этих целей активно применяются вэйвлеты [52, 53]. Применительно к задачам сверхразрешения изображений этот вопрос тоже был

рассмотрен [54, 55, 56, 57, 58]. Однако в перечисленных работах не был проведен анализ влияния регуляризации на скорость сходимости АСР, т.е. анализ того, насколько этот метод позволяет решить вопрос определения оптимального числа итераций. Так же не был рассмотрен случай использования субпикселинга в промежуточных вычислениях для повышения их точности, хотя данный вопрос является крайне важным, так как при этом преобразовании шум перестает быть δ -коррелированным в пространстве.

Используемые сокращения

АСР — алгоритм сверхразрешения

АЦП — аналогово-цифровой преобразователь

АЧТ — абсолютно черное тело

АЧХ — амплитудно-частотная характеристика

Г — гетеродин

ИК — инфракрасный

КД — квадратичный детектор

НЧ — низкочастотный

СМ — смеситель

УВЧ — усилитель высоких частот

УПЧ — усилитель промежуточной частоты

ФНЧ — фильтр низких частот

ISRA — the image space reconstruction algorithm (алгоритм восстановления пространства изображения)

ISNR — improvement of SNR (улучшение отношения сигнал/шум)

1. Получение изображений в одноканальных системах пассивного радиовидения

Описаны методы получения изображения в системах пассивного радиовидения; рассмотрен алгоритм обработки сигнала для компенсации динамических искажений, а также показано, как при этом изменяются статистические характеристики сигнала; показано, что сигнал имеет нормальное распределение.

1.1 Физические принципы формирования изображения

Системы пассивного радиовидения предназначены для получения визуального изображения, соответствующего распределению радиояркостной температуры по поверхности исследуемого объекта или сцены. Регистрация собственного теплового излучения объекта в микроволновом диапазоне осуществляется с помощью специальных сверхчувствительных приемников — *радиометров*, принцип действия которых основан на накоплении слабого сигнала. Фокусировка электромагнитного излучения производится с помощью антенной системы, например параболического типа.

Использование в качестве рабочего миллиметрового диапазона длин волн позволяет строить компактные системы, обладающие приемлемым для практического применения угловым разрешением.

Основные характеристики системы пассивного радиовидения:

угловое разрешение;

чувствительность;

скорость обзора пространства.

Принцип работы систем пассивного радиовидения основан на фиксации контраста теплового радиоизлучения объек-

тов. Тепловое излучение носит шумовой характер и в области радиоволн имеет весьма низкую интенсивность.

Спектральная плотность потока излучения абсолютно черного тела (АЧТ) дается формулой Планка [59]:

$$\Pi_f = \frac{2\pi f^2}{c^2} \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1}. \quad (1.1)$$

Согласно этой формуле, излучение в миллиметровой области имеет порядок $\sim 10^{-15}$ (Вт/(Гц $\cdot$ м²)). Для детектирования столь слабых сигналов применяются *радиометры* — сверхчувствительные приемники, принцип действия которых основан на накоплении полезного сигнала.

В области радиоволн, где $hf \ll kT$, формула Планка переходит в формулу Рэля-Джинса:

$$\Pi_f = \frac{2\pi f^2}{c^2} kT. \quad (1.2)$$

Таким образом, интенсивность микроволнового излучения, а следовательно, и сигнал на выходе квадратичного детектора, прямо пропорциональна физической температуре АЧТ, что ведет к заметному упрощению методов радиометрии и интерпретации данных. Для исследуемых объектов вводят понятие *радиояркостной температуры*, которая равна физической температуре такого АЧТ, которое создавало бы излучение такой же интенсивности в исследуемом частотном диапазоне, как и исследуемый объект [60].

Коэффициент пропорциональности между термодинамической и радиояркостной температурой равен коэффициенту поглощения (излучения) тела,

$$T_{\text{ярк}} = \epsilon T.$$



Рисунок 1.1. Блок схема компенсационного радиометра: УВЧ — усилитель высоких частот; КД — квадратичный детектор; ФНЧ — фильтр низких частот или интегрирующая цепочка.

Блок-схема простейшего радиометра — приемника прямого усиления — представлена на рис. 1.1. В нем критическим элементом, определяющим отношение сигнал/шум на выходе прибора, является УВЧ. Так же широко применяют многокаскадную супергетеродинную схему со сносом предварительно усиленного сигнала на промежуточную частоту и последующим усилением уже на ней (рис. 1.2).

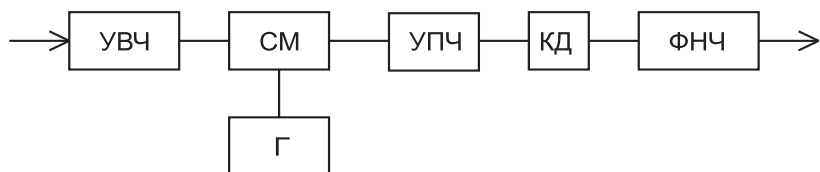


Рисунок 1.2. Блок схема компенсационного радиометра с супергетеродином: УВЧ — усилитель высоких частот; Г — гетеродин; СМ — смеситель; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; КД — квадратичный детектор; ФНЧ — фильтр низких частот или интегрирующая цепочка.

В такой схеме качество в основном определяется усилителем высокой частоты и смесителем. Передовыми технологиями, обеспечивающими широкую полосу, большой ди-

намический диапазон и малый коэффициент шума, являются полупроводники с высокоподвижными электронами (НЕМТ) [15, 61, 62, 63] и сверхпроводники [64, 65].

Чувствительность радиометра определяется дисперсией флуктуаций сигнала на выходе, вызванных собственными шумами антенны и электронных цепей прибора. Она выражается через собственную шумовую температуру системы $T_{\text{шум}}$, ширину входной полосы ΔF и время накопления сигнала τ :

$$\delta T = \alpha \frac{T_{\text{шум}}}{\sqrt{\Delta F \tau}},$$

где α — множитель порядка единицы, зависящий от схемы построения приемника [60].

В современных неохлаждаемых системах удается достичь чувствительности порядка $0.1 \dots 0.01$ К.

Контраст получаемого изображения образуется из-за различных физических свойств и температур наблюдаемых предметов. Излучение каждого объекта складывается из двух частей: отраженного и собственного теплового излучения. Если для простоты пренебречь поглощением сигнала в атмосфере, то выражение для наблюдаемой радиояркой температуры, фиксируемой датчиком, запишется следующим образом:

$$T_{\text{ярк}} = rT_1 + tT_2 + \epsilon T_3, \quad (1.3)$$

где r — коэффициент отражения, t — коэффициент пропускания, ϵ — коэффициент поглощения/излучения (в силу закона сохранения энергии они связаны соотношением

$r + t + \epsilon \equiv 1$). T_1 — температура стороннего излучения, падающего на объект и отражающегося от него; T_2 — температура стороннего излучения, падающего на объект и проходящего через него; T_3 — температура самого объекта. Вторым членом в формуле (1.3) обычно можно пренебречь.

Характерны следующие значения коэффициента поглощения ϵ :

для растительности — $\epsilon \approx 0.9$;

для асфальта — $\epsilon \approx 0.8$;

для воды — $\epsilon \approx 0.5$;

для металлов — $\epsilon \approx 0$ (полное отражение).

Если объект состоит из хорошо поглощающего материала, т.е. его коэффициент поглощения (и излучения) $\epsilon \approx 1$, то его наблюдаемая радиояркая температура близка к физической (термодинамической) температуре.

Если объект хорошо отражает (например металл), то его видимая радиояркая температура будет соответствовать радиояркой температуре отражаемого излучения, например неба [66].

На рис. 1.3 приведен график зависимости радиояркой температуры неба в ясный день от частоты наблюдения [16]. Видно, что в диапазонах 30, 90, 130 ГГц температура имеет явно выраженные минимумы. Это соответствует "окнам прозрачности" атмосферы (см. ниже), где поглощение радиоволн минимально. Таким образом, в этих диапа-

зонах обеспечивается наибольший контраст между отражающими и излучающими объектами.

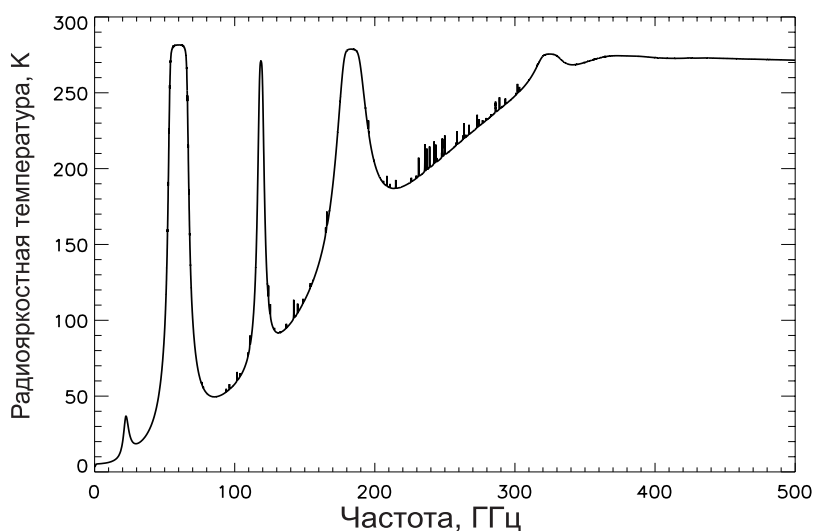


Рисунок 1.3. Радиояркостная температура неба в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн.

Существенное преимущество радиовидения над ИК системами — *всепогодность*, т.е. способность получать изображения объектов независимо от погодных условий и времени суток. Так, дождь или туман ведут лишь к небольшой потере контраста изображения в системах радиовидения и

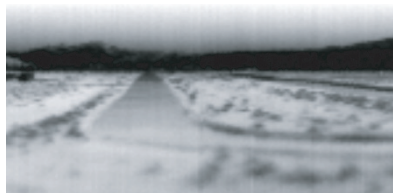
являются серьезной проблемой для ИК приборов.

На рис. 1.4 приведен пример изображения, полученного с помощью 94 ГГц системы пассивного радиовидения днем и ночью — различия малозаметны [17]. Это связано с тем, что в миллиметровом диапазоне длин волн существуют ”окна прозрачности атмосферы”, в которых поглощение радиоволн минимально, что позволяет говорить о дистанционном зондировании с расстояния в несколько километров. Вместе с тем, длина волны в этом диапазоне достаточно велика, чтобы не испытывать заметного рассеяния на мелких взвешенных частицах, таких как туман, дождь, снег, пыль, дымовые аэрозоли и т.п. В таб. 1.1 приведены характерные значения коэффициента поглощения в атмосфере при различных погодных условиях для горизонтального распространения сигнала. Так, на частоте 35 ГГц типичное поглощение составляет 0.15 дБ/км; на частоте 95 ГГц — 0.4 дБ/км; на частоте 140 ГГц — 1.5 дБ/км [67]. В случае умеренного дождя поглощение на указанных частотах не превышает 3.5 дБ/км.

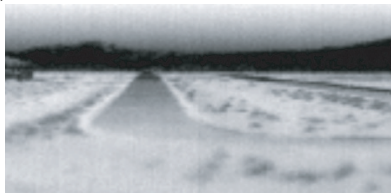
Приведенные выше данные иллюстрируют *одно из главных достоинств систем радиовидения миллиметрового диапазона — всепогодность*, т.е. способность получать изображения объектов на большом удалении независимо от погодных условий. При измерениях на более существенных дистанциях (десятки километров) вопрос распространения сигнала требует более тщательного рассмотрения [68], в частности, нужно учитывать турбулентности в атмосфере,



а)



б)



в)

▷ Рисунок 1.4. Радиоизображение ландшафта в дневных и ночных условиях [17]:

а — оптическое изображение;

б — радиоизображение днем;

в — радиоизображение ночью.

Таблица 1.1. Коэффициент поглощения в атмосфере при различных погодных условиях.

Диапазон, ГГц	Затухание, дБ/км			
	ясно	туман	умеренный дождь	сильный дождь
35 (8 мм)	0.02	0.1	0.25	2.0
95 (3 мм)	0.4	0.8	1.0	3.0
140 (2 мм)	1.4	1.5	1.5	3.5

влияние подстилающей поверхности и пр.

Предел углового разрешения системы R_φ определяется соотношением апертуры приемной антенны D и рабочей длины волны λ — *рэлеевский предел*, и под *сверхразрешением* понимается достижение разрешения выше этого предела:

$$R_\varphi \approx 1.22\lambda/D.$$

Если рассматривать компактные системы ($D = 0.1 \dots 1$ м) миллиметрового диапазона ($\lambda = 1 \dots 10$ мм), то достижимое угловое разрешение может составлять $0.05^\circ \dots 5^\circ$, что сравнимо с разрешением человеческого глаза, которое составляет по порядку величины $1' = 1^\circ/60$.

Скорость получения радиотермоизображения зависит от размера получаемого изображения, скорости механического сканирования и времени интегрирования радиометра, которое является временем получения одного элементарного участка изображения — пиксела.

1.2 Сканирующие системы

Рассмотрим антенную часть систем радиовидения. Ее задачей является формирование как можно более узкой аппаратной функции — ”луча”, сосредоточенного преимущественно в одном направлении.

Антенная система может представлять собой например [69, 70]:

- 1) *зеркальную систему*, где фокусировка осуществляется одним вогнутым зеркалом или системой двух зеркал;
- 2) *линзовую систему*, в которой фокусировка осуществляется с помощью диэлектрической линзы;
- 3) *систему с электронным управлением лучом* (фазированные антенные решетки) [71];
- 4) *систему с использованием апертурного синтеза* [72, 73].

В первых двух случаях сканирование (изменение угла наблюдения) осуществляется путем механического поворота всей фокусирующей системы, что налагает серьезные требования на конструкцию поворотной системы.

В последнее время при построении систем радиовидения с высоким темпом обзора часто применяют квазиоптическую схему, где фокусировка осуществляется неподвижной линзой или зеркалом, а сканирование производится с помощью системы поворотных плоских зеркал [20]. Такая система позволяет достичь высокой скорости, так как масса

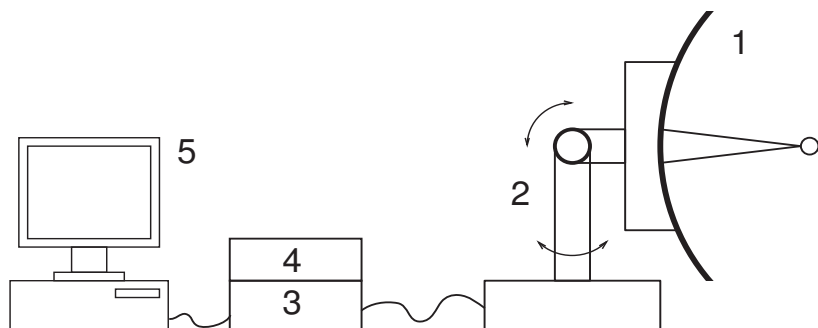


Рисунок 1.5. Схема одноканальной системы пассивного радиовидения: 1 — параболическая антенна; 2 — механическое поворотное устройство; 3 — радиометр; 4 — блок сопряжения с ЭВМ; 5 — ЭВМ.

плоских зеркал меньше, чем масса фокусирующей системы, и обладает меньшей инерцией. С другой стороны, удлиненный путь сигнала с несколькими переотражениями понижает отношение сигнал/шум.

На рис. 1.5 представлен пример одноканальной системы радиовидения. Излучение от исследуемого объекта фокусируется параболической антенной в область, где расположен сенсорный элемент. Для получения радиометрического изображения объекта необходимо произвести измерения интенсивности излучения от различных его участков, т.е. провести сканирование объекта. Изменение направления луча осуществляется механическим поворотом системы в горизонтальном и вертикальном направлениях.

После установки в заданное положение производится

радиометрическое измерение интенсивности излучения. Результатом описанной процедуры является значение радиояростной температуры и ассоциированная с ней пара угловых координат, совместно описывающие одну точку (пиксел) изображения. Совокупность достаточно большого числа таких измерений позволяет сформировать из них изображение, соответствующее распределению радиояростной температуры. Обычно сканирование производится по равномерной прямоугольной сетке.

В реальных системах из-за дифракционных ограничений *результат измерения интенсивности* всегда — усреднение по некоторой области вблизи направления основного максимума. *Численной характеристикой направленности* является аппаратная функция системы, она равна отклику системы на точечный источник единичной амплитуды в зависимости от его положения относительно оптической оси системы. Заметим, что в связи с тем, что в радиовидении речь идет об обработке широкополосных сигналов (~ 1 ГГц), то аппаратная функция системы не совпадает с диаграммой направленности антенны на какой-либо частоте. Аппаратная функция является усреднением по поляризации и частоте диаграммы направленности антенны с учетом АЧХ остальных компонентов системы. Это "размазывание", в частности, приводит к тому, что в аппаратной функции отсутствуют нули.

1.3 Система пассивного радиовидения

В данной работе представлены результаты, полученные с помощью одной из установок, разработанных и использующихся в лаборатории микроволновой радиометрии МГУ им. М.В. Ломоносова [15]. Установка работает в трехмиллиметровом диапазоне и имеет один приемный канал. Антенна выполнена по двухзеркальной схеме с контррефлектором Кассегрена, диаметр главного зеркала 500 мм. Ширина аппаратной функции составляет 0.45° (рис. 1.6). В состав системы входит радиометр модуляционного типа с частотой модуляции 1 кГц и чувствительностью $\sim 0.05\text{К}$.

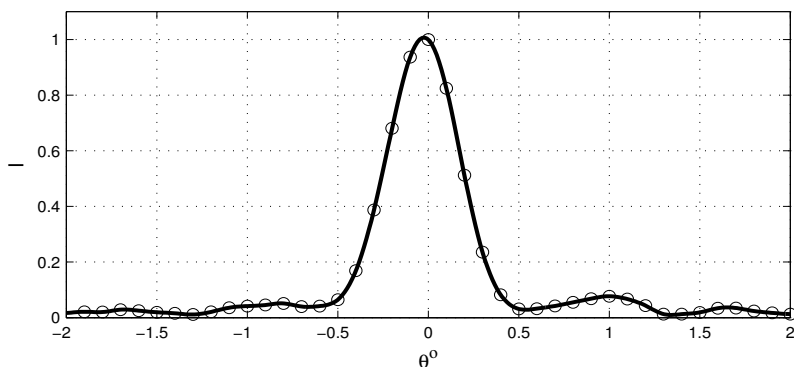


Рисунок 1.6. Сечение аппаратной функции одноканальной системы 3-мм диапазона в вертикальной плоскости (экспериментальные данные).

В системе применено механическое сканирование. Антенна с приемным блоком располагаются на поворотном устройстве, контролируемом ЭВМ. Выходной сигнал радио-

метра поступает на плату АЦП, установленную в ЭВМ, где он оцифровывается, проходит предварительную обработку, и результат сохраняется в файл для последующей обработки и визуализации.

Поворотное устройство обеспечивает угловое разрешение в 15" в двух направлениях. Сканирование осуществляется путем перемещения по заранее рассчитанной прямоугольной (в угловых координатах) сетке.

Когда механическая система достигает заданного положения, начинается радиометрическое измерение сигнала, которое продолжается в течение времени T . Полученное значение радиояркостной температуры сохраняется, а затем происходит поворот к следующей заданной точке. Процесс сканирования осуществляется построчно, причем движение по четным и нечетным строкам производится в противоположных направлениях для экономии времени.

1.4 Метод компенсации динамических искажений

Для уменьшения уровня шума на выходе радиометра, согласования его с динамическим диапазоном и частотой дискретизации АЦП в выходном каскаде радиометра стоит ФНЧ с достаточно большой постоянной времени (~ 1 с). Это приводит к тому, что при работе в динамическом режиме (когда входной сигнал зависит от времени) выходной сигнал получается искаженным. Для RC фильтра первого

порядка он записывается следующим образом:

$$v(t) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^t u(t^*) e^{-\frac{t-t^*}{\tau}} dt^*, \quad (1.4)$$

где τ — постоянная времени фильтра, $u(t)$ — сигнал на входе фильтра.

Рассмотрим поведение сигнала на выходе радиометра при сканировании ”сцены” по описанной выше схеме. Пусть к моменту времени t_0 система осуществила необходимые перемещения и начала запись данных. Тогда, считая входной уровень u постоянным $u(t > t_0) \equiv u_2$, выражение (1.4) можно записать так:

$$v(t) = u_1 e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} + u_2 (1 - e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}),$$

где

$$u_1 = u(t_0) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{t_0} u(t^*) e^{-\frac{t_0-t^*}{\tau}} dt^*$$

— эффективное значение сигнала в предшествующие моменты времени.

Полагая без ограничения общности $t_0 = 0$ и учитывая аддитивный шум получаем

$$v(t) = u_1 e^{-t/\tau} + u_2 (1 - e^{-t/\tau}) + \xi(t). \quad (1.5)$$

Это значит, что выход на новое значение осуществляется не сразу, и сигнал u_2 при достаточно большой постоянной

времени фильтра по отношению к общему времени измерения T может вообще не успевать выйти на постоянное значение. *Задача компенсации динамических искажений* делится на две задачи:

- 1) Экспериментальное определение постоянной времени τ ;
- 2) Собственно компенсация искажений (вычисление точного значения u_2).

Эти задачи решаются способом, описанным в [36, 74]. Сначала по известному входному сигналу нелинейным методом наименьших квадратов [75] определяются τ для всех каналов. Затем при известном τ методом несмещенной редукции происходит восстановление неискаженного сигнала [11, 76].

Коротко рассмотрим этот метод редукции. В дискретном виде выражение (1.5) записывается следующим образом:

$$v_i = v(t_i) = u_1 e^{-t_i/\tau} + u_2 (1 - e^{-t_i/\tau}) + \xi_i,$$

где $t_i = i \cdot \Delta t$, Δt — период дискретизации, $i = 0, 1, \dots, k$.

В матричном виде формулу можно переписать так:

$$v = \mathbf{A}u + \xi,$$

$$v = \begin{pmatrix} v_0 \\ v_1 \\ \vdots \\ v_k \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} \delta^0 & 1 - \delta^0 \\ \delta^1 & 1 - \delta^1 \\ \vdots & \vdots \\ \delta^k & 1 - \delta^k \end{pmatrix}, u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}, \xi = \begin{pmatrix} \xi_0 \\ \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_k \end{pmatrix}, \quad (1.6)$$

где $\delta = e^{-\Delta t/\tau}$ — декремент затухания.

Тогда искомое значение

$$\hat{u} = \mathbf{R}v. \quad (1.7)$$

Матрица $\mathbf{R}$ называется решением задачи редукции и имеет вид

$$\mathbf{R} = (\mathbf{A}^T \mathbf{\Sigma}^{-1} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{\Sigma}^{-1}, \quad (1.8)$$

где $\mathbf{\Sigma}$ — корреляционный оператор шума ξ . Таким образом, получается явное выражение для $\hat{u}$.

При реализации алгоритма редукции была принята гипотеза о δ -коррелированности шума ξ . При этом корреляционный оператор $\mathbf{\Sigma}$ превращается в единичную матрицу и из выражения (1.8) исчезает. Предположение вполне обосновано, так как в данном случае преобладающими являются шумы оцифровки, проведенные эксперименты подтвердили справедливость предположения.

1.5 Дисперсия сигнала после компенсации динамических искажений

Решение (1.7) задачи редукции и истинное значение входного сигнала связаны следующим образом:

$$\hat{u} = \mathbf{R}\mathbf{A}u + \mathbf{R}\xi = u + v. \quad (1.9)$$

Второе слагаемое определяет ошибку оценки u . Известно, что $\bar{v} = 0$. Дисперсия в общем случае записывается как [11,

77]

$$\overline{\nu^2} = \overline{(\mathbf{R}\xi)^2} = \overline{\xi^2} \text{tr} \mathbf{R} \mathbf{R}^T = \overline{\xi^2} \text{tr} (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}, \quad (1.10)$$

где $\overline{\xi^2}$ — дисперсия шума на входе.

Уровнем шума на выходе естественно считать дисперсию величины u_2 ,

$$\overline{(\mathbf{R}_2 \xi)^2} = \overline{\xi^2} \|\mathbf{R}_2\|^2, \quad (1.11)$$

где $\mathbf{R}_2$ — вторая строка матрицы $\mathbf{R}$.

Вычислим $\|\mathbf{R}\|^2$ в явном виде. Из (1.6) имеем

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^T \mathbf{A} &= \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^{k-1} \delta^{2i} & \sum_{i=0}^{k-1} \delta^i (1 - \delta^i) \\ \sum_{i=0}^{k-1} \delta^i (1 - \delta^i) & \sum_{i=0}^{k-1} (1 - \delta^i)(1 - \delta^i) \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} S_2 & S_1 - S_2 \\ S_1 - S_2 & k - 2S_1 + S_2 \end{pmatrix}, \quad (1.12) \end{aligned}$$

где

$$S_1 = \sum_{i=0}^{k-1} \delta^i = \frac{1 - \delta^k}{1 - \delta}, \quad (1.13)$$

$$S_2 = \sum_{i=0}^{k-1} \delta^{2i} = \frac{1 - \delta^{2k}}{1 - \delta^2} \quad (1.14)$$

(использована формула для суммы геометрической прогрессии). Тогда

$$(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{S_2 k - S_1^2} \begin{pmatrix} k - 2S_1 + S_2 & S_2 - S_1 \\ S_2 - S_1 & S_2 \end{pmatrix}; \quad (1.15)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{R} &= (\mathbf{A}^\top \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^\top = \\
&= \frac{1}{S_2 k - S_1^2} \cdot \\
&\cdot \begin{pmatrix} \delta^0(k - S_1) + (S_2 - S_1) & \dots & \delta^{k-1}(k - S_1) + (S_2 - S_1) \\ S_2 - \delta^0 S_1 & \dots & S_2 - \delta^{k-1} S_1 \end{pmatrix};
\end{aligned} \tag{1.16}$$

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{R}_2\|^2 &= \frac{1}{(S_2 k - S_1^2)^2} \sum_{i=0}^{k-1} (S_2 - \delta^i S_1)^2 = \\
&= \frac{(1 + \delta^k)(1 - \delta)}{k(1 + \delta^k)(1 - \delta) - (1 + \delta)(1 - \delta^k)}. \tag{1.17}
\end{aligned}$$

В случае операции усреднения k отсчетов дисперсия на выходе уменьшается в k раз. В связи с этим введем понятие эффективного числа отсчетов k_{eff} как коэффициента между дисперсиями входного и выходного шумов:

$$k_{eff} = \frac{\overline{\xi^2}}{(R_2 \xi)^2} = \frac{1}{\|\mathbf{R}_2\|^2}. \tag{1.18}$$

На рис. 1.7 приведен пример зависимости k_{eff} от k при $T/\tau = 0.0063$, видно, что $k_{eff} < k$ и зависимость носит нелинейный характер при относительно малых k .

Рассмотрим выражение для k_{eff} при $k \rightarrow \infty$ и $\frac{T}{\tau} \rightarrow 0$,

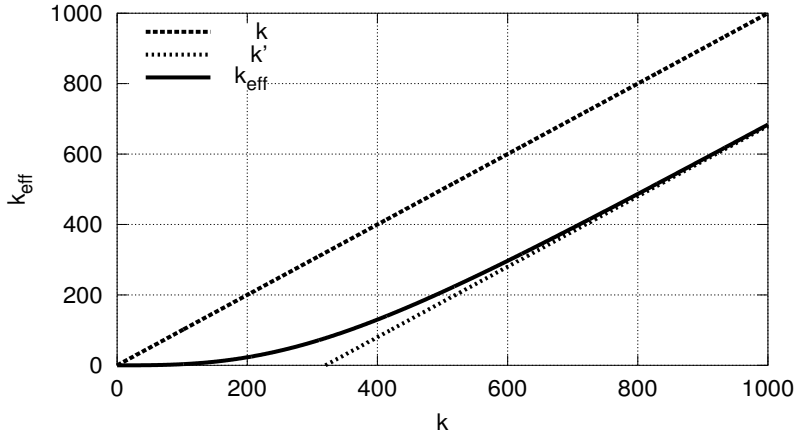


Рисунок 1.7. График зависимости k_{eff} от k

учитывая что $\lim_{T/\tau \rightarrow 0} \lim_{k \rightarrow \infty} \delta^k = 0$, получим

$$\begin{aligned}
 k' &= \lim_{T/\tau \rightarrow 0} \lim_{k \rightarrow \infty} k_{eff} = \\
 &= \lim_{T/\tau \rightarrow 0} \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{k(1 + \delta^k)(1 - \delta) - (1 + \delta)(1 - \delta^k)}{(1 + \delta^k)(1 - \delta)} = \\
 &= k - \lim_{T/\tau \rightarrow 0} \frac{(1 + \delta)}{(1 - \delta)} = k - \frac{2\tau}{T}. \quad (1.19)
 \end{aligned}$$

Выражение 1.19 иллюстрируется рис. 1.7, где видно, что зависимость $k_{eff}(k)$ имеет асимптоту, параллельную прямой k . Для указанного соотношения $T/\tau = 0.0063$ дробь в правой части формулы (1.19) будет равно 320, и, следовательно, эта асимптота $k' = k - 320$.

1.6 Преобразование статистических характеристик сигнала в одноканальной системе пассивного радиовидения

При преобразовании сигнала в системе пассивного радиовидения он проходит следующие цепи:

- 1) УВЧ с шириной пропускания ΔF ;
- 2) Квадратичный детектор;
- 3) ФНЧ с шириной полосы $1/\tau$;
- 4) АЦП;
- 5) блок редукции.

На входе УВЧ сигнал является гауссовским сигналом со спектром, определяемым формулой Планка (1.1). УВЧ — линейная система, поэтому на выходе будет гауссовский процесс со спектром, определяемым АЧХ усилителя. Если полоса пропускания ФНЧ существенно меньше полосы шумового сигнала на квадратичном детекторе, то на выходе фильтра получится гауссовский процесс [78]. В радиометрах соотношение полос УВЧ и ФНЧ $\Delta F\tau \sim 10^8 \dots 10^9$, что безусловно позволяет считать процесс гауссовским. Блок редукции — линейная система (1.7), соответственно на его выходе $\hat{u}_2$ будет иметь нормальное распределение.

Приведенные рассуждения показывают, что оценка радиояркостной температуры с использованием рассмотренных приборов и алгоритмов является несмещенной и обладает нормальным распределением, это недостижимо без использования метода компенсации динамических искажений. Как будет указано позднее, нормальность распределения существенна при выборе методов сверхразрешения.

1.7 Выводы

- 1) Система пассивного радиовидения может быть построена по одноканальной схеме со сканированием лучом;
- 2) Метод компенсации динамических искажений позволяет использовать аппаратную интегрирующую цепочку в радиометре без последующего искажения получаемого радиоизображения;
- 3) Полученный результат измерений такой системы с постобработкой является несмещенной оценкой радиояркостной температуры и обладает нормальным распределением.

2. Алгоритмы сверхразрешения для одноканальных систем

Рассмотрены несколько известных линейных и нелинейных алгоритмов сверхразрешения, применимых в одноканальных системах радиовидения; проведено сравнение их эффективности на основании выработанных критериев. Предложен улучшенный алгоритм сверхразрешения, разработанный на их основе. Проанализирован вопрос о теоретически достижимом пределе сверхразрешения. Описаны результаты применения алгоритмов для обработки тестовых искусственных и экспериментальных изображений трехмиллиметрового диапазона.

Проблема сверхразрешения не уникальна для радиовидения, она возникает во многих областях, где разрешения существующих приборов недостаточно [15]. Можно отметить магнитно-резонансную [45] и акустическую [79] томографию, астрономию и радиоастрономию [40, 42], обработку фото и видео материалов [80]. Разрешение любого физического прибора ограничено и характеризуется его аппаратной функцией [11]. В случае систем получения изображений речь идет о пространственном или угловом разрешении. Причиной конечной ширины (или уширения) аппаратной функции может являться как неправильная фокусировка, так и фундаментальные ограничения, такие как, рэлеевский предел. Визуально это проявляется как "размывание" изображения по сравнению с более разрешающими системами, например по сравнению с человеческим глазом. Под сверхразрешением понимают математические методы, позволяющие улучшить или восстановить изображение, т.е. повысить разрешение системы сверх физически достижимого.

2.1 Постановка задачи

Модель формирования изображения на выходе системы описывается классическим интегральным выражением для линейных систем [81]:

$$g(\mathbf{r}) = \iint f(\boldsymbol{\rho})h(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) d\boldsymbol{\rho} + n(\mathbf{r}), \quad (2.1)$$

где $\boldsymbol{\rho}$ — двумерный вектор мировых координат; $\mathbf{r}$ — двумерный вектор в лабораторной системе координат; $f(\boldsymbol{\rho})$ — исследуемое распределение радиояркостной температуры, $h(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho})$ — аппаратная функция системы; $n(\mathbf{r})$ — аддитивный шум; $g(\mathbf{r})$ — результат измерений.

Для удобства записи введем более короткую форму записи,

$$g = h \otimes f + n. \quad (2.2)$$

Если система радиовидения имеет механическое управление положением луча, т.е. сканирование осуществляется путем поворота системы относительно двух осей (измерения производятся в дальней зоне), то удобно использовать угловые координаты. При этом аппаратная функция становится трансляционно инвариантной, что упрощает практические вычисления:

$$h(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) \equiv h(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}),$$

так как интеграл типа свертка можно быстро вычислять используя тригонометрическое преобразование Фурье. Выражение (2.1) при этом запишется так:

$$g(\mathbf{r}) = \iint f(\boldsymbol{\rho}) h(\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}) d\boldsymbol{\rho} + n(\mathbf{r}). \quad (2.3)$$

Или, переходя к Фурье-образам,

$$G = FH + N. \quad (2.4)$$

Ядро h интегрального преобразования можно рассматривать как фильтр низких пространственных частот. Соответственно, можно использовать понятие *частоты среза*.

Именно обрезание высших пространственных частот ведет к потере детализации изображения.

Постановка задачи сверхразрешения заключается в следующем: необходимо, основываясь на экспериментальных данных g , h и, возможно, дополнительной (априорной) информации, получить решение $\hat{f}$ насколько возможно близкое к исходному распределению f . Наиболее распространенной мерой близости является функционал

$$J(\hat{f}) = \|g - h \otimes \hat{f}\|^2. \quad (2.5)$$

Если рассмотреть задачу с точки зрения теории вероятностей, то минимизация данного функционала эквивалентна максимизации функции правдоподобия для гауссовского случайного процесса. Предположение о гауссовской статистике шума n является корректным для большинства систем радиовидения.

В разделе 1.6 было показано, что использование метода компенсации динамических искажений, основанном на редукции, обеспечивает гауссовскую статистику шума. Однако если рассматривать сверхчувствительные приемники, работающие вблизи квантового порога чувствительности [82], то необходимо более точно исследовать статистические характеристики шума и применять, например, пуассоновскую модель случайного процесса [44].

Рассматриваемая задача является некорректно поставленной и устойчивого решения без дополнительной регуляризации, как правило, не существует [81, 83]. Это проявляется в том, что формальное решение $\hat{f} = h^{-1} \otimes g$ задачи ми-

нимизации функционала $J(\hat{f})$ (2.5) является неустойчивым в силу неограниченного усиления шума в области высоких пространственных частот.

2.2 Классификация алгоритмов сверхразрешения

Метод регуляризации Тихонова и, как частный случай, оптимальная винеровская фильтрация — известные классические методы решения поставленной задачи [81, 83]. Но несмотря на строгую математическую обоснованность они обладают одним существенным недостатком — регуляризующая поправка вводится на основании либо эмпирических соображений, либо весьма полных априорных данных: гладкость искомого решения, его спектральные характеристики и т.д. Поэтому были предложены методы, не нуждающиеся в столь полной информации, но, тем не менее, являющиеся достаточно эффективными. Приведем краткое описание методов, используемых в радиовидении.

Линейные алгоритмы

Тихоновская и винеровская фильтрация. Если оперировать с сигналом и шумом как с гауссовскими стационарными случайными процессами с заданными характеристиками, то оптимальным линейным фильтром будет [75, 83, 84]

$$\hat{F} = G \frac{H^*}{HH^* + MM^*}, \quad (2.6)$$

где M — оператор регуляризации.

Такая фильтрация минимизирует функционал

$$J'(\hat{f}) = \|g - h \otimes f\|^2 + \|m \otimes f\|^2. \quad (2.7)$$

В предположении о том, что сигнал и шум являются гауссовскими стационарными случайными процессами с заданными характеристиками, получается выражение, известное как *оптимальная винеровская фильтрация*. При этом оператор регуляризации

$$MM^* = \frac{NN^*}{FF^*} \quad (2.8)$$

равен отношению спектров мощности шума и исходного сигнала на каждой частоте. Необходимость знания спектра исходного сигнала и делает этот метод слабо применимым на практике. Поэтому часто ограничиваются простейшей регуляризацией вида принимая значение MM равным константе и выбирая ее либо исходя из известного отношения сигнал/шум, либо из эмпирических соображений.

Алгоритм наискорейшего спуска. Рассмотрим вариацию функционала (2.5),

$$\frac{\delta J}{\delta \hat{f}} = 2 \left(h^T \otimes h \otimes \hat{f} - h^T \otimes g \right),$$

где

$$h^T \otimes g = \iint f(\mathbf{r}) h(\mathbf{r}, \boldsymbol{\rho}) d\mathbf{r}.$$

Применение алгоритма наискорейшего спуска приводит к следующей итерационной схеме:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha \left(h^T \otimes g - h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i \right) = \hat{f}^i + \alpha h^T \otimes r^i, \quad (2.9)$$

где $r^i = g - h \otimes f^i$ — невязка на текущем шаге; α — параметр релаксации, который позволяет замедлить (при $0 < \alpha < 1$) скорость итераций для уменьшения вероятности расходимости.

Достоинством этого относительно простого алгоритма является возможность регуляризации решения за счет ограничения числа производимых итераций. Критерием остановки итерации может являться малость изменения решения от итерации к итерации. Данный алгоритм очевидно является линейным, так как из рекурсивного соотношения (2.9) можно вывести явную формулу связывающую $\hat{f}^i$ и g через линейное преобразование.

Алгоритм Ван Ситтерта (van Cittert deconvolution).

Этот алгоритм видимо один из первых [85], использованных для решения интегрального уравнения Фредгольма первого рода:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha (g - h \otimes \hat{f}^i) = \hat{f}^i + \alpha r^i. \quad (2.10)$$

Он носит чисто эмпирический характер — если, например, в какой-то точке измеренное значение $g(x, y)$ больше чем текущая оценка $h \otimes \hat{f}^i$, то текущее значение $\hat{f}^i$ надо увеличить на величину пропорциональную этой разнице. Позднее было показано, что данный алгоритм обладает плохой сходимостью [86].

Нелинейные алгоритмы

Повысить точность решения обратной задачи можно обладая дополнительной априорной информацией. Однако в случае произвольного изображения его спектральные характеристики неизвестны, что осложняет использование винеровской фильтрации и подобных методов. Вместо этого в задачах пассивного радиовидения такой информацией является заведомая положительность радиояркостной температуры, вытекающая из физических положений. У такой постановки задачи не существует линейного решения, она приводит к существенно нелинейным алгоритмам. Это значит, что спектры $\hat{F}$ и G не являются линейно связанными, что в свою очередь говорит о возможности восстановления частот выше частоты среза. А следовательно, нелинейные методы потенциально способны достичь большего разрешения.

Простым, но эффективным алгоритмом, учитывающим это ограничение, является модификация метода наискорейшего спуска:

$$\hat{f}^{i+1} = \left| \hat{f}^i + \alpha \left(h^T \otimes g - h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i \right) \right|. \quad (2.11)$$

На каждом шаге решение явно приводится к области неотрицательных значений. Сходимость данного алгоритма доказывается в рамках методов проекции на выпуклые множества [86]. Аналогично получается модифицированный алгоритм Ван Ситтерта:

$$\hat{f}^{i+1} = \left| \hat{f}^i + \alpha \left(g - h \otimes \hat{f}^i \right) \right| = \left| \hat{f}^i + \alpha r^i \right|. \quad (2.12)$$

Алгоритм восстановления пространства изображения (ISRA). Если рассмотреть задачу на минимизацию функционала (2.5) с дополнительным условием неотрицательности, то можно строго получить следующую итерационную схему [45, 46]:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i \frac{h^T \otimes g}{h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i}. \quad (2.13)$$

Этот алгоритм называется ISRA — the image space reconstruction algorithm (алгоритм восстановления пространства изображения). В аддитивной форме этот алгоритм может быть записан как

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \frac{\hat{f}^i}{h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i} \left(h^T \otimes g - h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i \right). \quad (2.14)$$

В такой записи очевидно, что это модифицированный алгоритм (2.9), в котором множитель перед скобкой локально изменяет скорость итераций в каждой точке в зависимости от того, насколько интенсивность в ней близка к нулю. При $\hat{f}^i(\boldsymbol{\rho}) \rightarrow 0$ скорость итераций в этой точке стремиться к нулю. Алгоритм гарантирует положительность решения, если начальное приближение задано соответствующим образом

$$\hat{f}^i > 0 \Rightarrow \hat{f}^{i+1} > 0.$$

Алгоритм Люси-Ричардсона (Lucy-Richardson deconvolution) Алгоритм Люси-Ричардсона был впервые разработан и использован в оптической астрономии [43, 44].

Он предполагает пуассоновскую статистику шума, характерную для ПЗС матриц,

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i \cdot h^T \otimes \frac{g}{h \otimes \hat{f}^i}. \quad (2.15)$$

Исторически он был первым, положившим начало разработке нелинейных алгоритмов. В данном случае он рассматривается для сравнения с другими алгоритмами и из-за его потенциальной применимости к случаю малощумящих радиометров.

2.3 Алгоритм суперразрешения радиоизображений

Для применения в системах радиовидения был создан улучшенный алгоритм суперразрешения, основанный на уже известных алгоритмах, но с внесением существенных изменений для стабилизации решения и повышения качества восстановления. Описанные выше алгоритмы суперразрешения используются как ядро АСР для минимизации функционала невязки. Дополнительно применяются специальная процедура обработки у краев радиоизображения и субпиксельное разбиение при вычислении сверток, что позволило этому алгоритму суперразрешения решить характерную проблему недостаточной устойчивости и предотвратить возникновение ложного ”звона”.

Регулирование скорости сходимости

В некоторых случаях полезно иметь возможность изменять скорость сходимости АСР. Алгоритм может расходиться из-за слишком большого шага итерации, тогда его уменьшение может обеспечить сходимость. В других случаях скорость сходимости можно поднять для увеличения быстродействия программы, но тогда надо внимательно следить, за тем чтобы вычисления не разошлись.

В предлагаемом АСР введен параметр релаксации α аналогично тому, как это сделано в методе наискорейшего спуска. В общем случае, приращение δ^{i+1} на $i + 1$ шаге, вычисленное на основе одного из алгоритмов, заменяется на масштабированное значение $\alpha\delta^{i+1}$. Т.е. вместо вычисления по формуле

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \delta^{i+1}$$

используется вычисление по формуле

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha \cdot \delta^{i+1}.$$

Например формула (2.14) перепишется как

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha \frac{\hat{f}^i}{h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i} \left(h^T \otimes g - h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i \right). \quad (2.16)$$

Корректное вычисление сверток

При практическом применении алгоритмов сверхразрешения возникает вопрос корректного вычисления сверток. Дело в том, что операция свертки определена для непрерывных бесконечно продолжительных сигналов (двумерных),

а в реальности объем экспериментальных данных всегда ограничен и дискретен. Это приводит к тому, что интеграл невозможно вычислить с бесконечными пределами, и необходимо применять специальные приемы.

Переход к дискретным координатам. Все уравнения АСР, приведенные выше, написаны для непрерывных пространственных координат $\mathbf{r}$ и $\boldsymbol{\rho}$. Реальные же измерения проводятся в конечном числе точек, так что координата является дискретной. Получаемое решение также является функцией дискретной пространственной переменной:

$$\begin{cases} g_{i,j} &= g(\mathbf{r}_{i,j}) \\ \hat{f}_{i,j} &= \hat{f}(\mathbf{r}_{i,j}) \\ h_{i,j} &= h(\mathbf{r}_{i,j}) \end{cases}, \quad (2.17)$$

где $\mathbf{r}_{i,j} = \{\varphi_i, \theta_j\} = \{\varphi_0 + \Delta_\varphi i, \theta_0 + \Delta_\theta j\}$; $\{\varphi_0, \theta_0\}$ — начало отсчета дискретной системы координат; $\{\Delta_\varphi, \Delta_\theta\}$ — шаг сканирования по азимуту и углу места соответственно.

При переходе к дискретным координатам необходимо принимать в расчет возможный эффект наложения частот и теорему Котельникова.

Учет конечных размеров изображения. Рассмотрим дискретное выражение для свертки вида $b = h \otimes a$:

$$b_{i,j} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h_{i-k,j-l} a_{k,l}, \quad (2.18)$$

где $a_{i,k}$, $b_{i,k}$, $h_{i,k}$ определены аналогично (2.17).

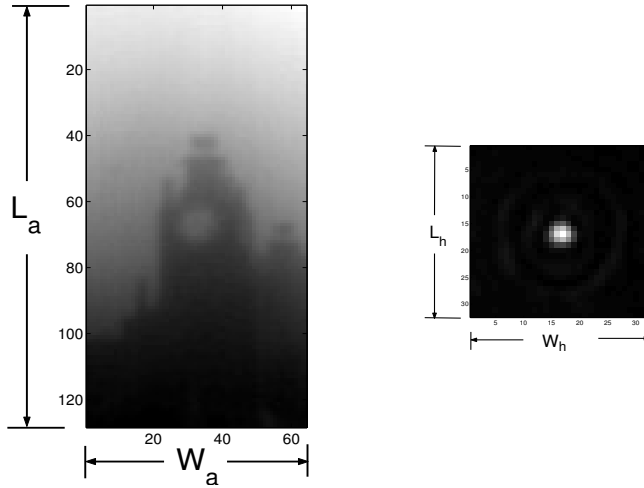


Рисунок 2.1. Конечные размеры сверток

Очевидно, что бесконечные пределы не подходят для численных методов и суммирование нужно оборвать на конечном числе членов. Обычно аппаратная функция h спадает достаточно быстро, и существует конечная область пространства, вне которой ее значением можно пренебречь по сравнению с уровнем шума. Для простоты будем считать эту область прямоугольной, т.е.

$$h_{i,j} \gtrsim 0 \quad \left| \quad \begin{cases} |i| < W_h/2, \\ |j| < L_h/2, \end{cases} \right.$$

где W_h , L_h — ширина и высота h .

Тогда

$$b_{i,j} = \sum_{k=i-W_h/2}^{i+W_h/2} \sum_{l=j-L_h/2}^{j+L_h/2} h_{i-k,j-l} a_{k,l}. \quad (2.19)$$

Таким образом, учтена пространственная ограниченность аппаратной функции. Существует, однако, еще одна проблема — в формулах рассматриваемых алгоритмов свёрхразрешения встречаются свертки вида $h^T \otimes g$ и $h \otimes \hat{f}$. В них второй член определен в ограниченной области. Ведь размер g — это просто размер измеренного радиоизображения, размер $\hat{f}$ — размер восстанавливаемого (который в некоторых специальных случаях может отличаться от размера g). Если в формуле (2.19) ограничить суммирование областью определения a , то область определения b получится меньше на размер h .

Действительно, пусть a определено при $k \in [-W_a/2, W_a/2]$, $m \in [-L_a/2, L_a/2]$. Минимальным возможным значением k в формуле (2.19) является $k = i - W_h/2$, максимальным — $k = i + W_h/2$, аналогично для l . Следовательно,

$$\begin{aligned} W_b &= W_a - W_h \\ L_b &= L_a - L_h \end{aligned} \quad (2.20)$$

Это и означает, что область определения b (область, в которой можно точно вычислить b) меньше области определения a на размер h . Что неприемлемо, так как описанные выше в этой работе алгоритмы предполагают многократные итерационные вычисления, и последовательное уменьшение размеров $\hat{f}$ приведет к тому, что довольно быстро оно стянется в точку и исчезнет.

Таким образом, необходим метод, позволяющий не уменьшать размеры области b при вычислении свёрток. В данном случае это экстраполяция a вне первоначальной

области определения. Как следует из (2.20), область определения a должна быть больше области определения b на размер h .

Методы экстраполяции [96]:

- 1) *экстраполяция нулевым значением* (фактически, нет экстраполяции);
- 2) *циркулярная экстраполяция* — изображение a размножается до нужного размера простым повторением во все стороны (эквивалентно циркулярному суммированию);
- 3) *экстраполяция средним значением* — аналогично предыдущему пункту, но размноженное изображение зеркально отражается относительно границы (позволяет сгладить границу);
- 4) *полиномиальная экстраполяция* — изображение a рассматривается как двумерный полином, коэффициенты которого определяются по известным точкам, а экстраполяция осуществляется вычислением значения полинома в интересующих точках;
- 5) *экстраполяция средним взвешенным* — изображение экстраполируется значением, невозмущающим среднее арифметическое в локальной области.

Выбор того или иного метода экстраполяции чрезвычайно сильно влияет на конечный результат, так как он определяет поведение функции b в приграничной области R_h . При

многократном повторении вычислений в итерационных методах неподходящая экстраполяция ведет к быстрому искажению изображения у его краев. Это проиллюстрировано на рис. 2.2, где приведен результат после 30 итераций ISRA с применением первого и последнего из указанных методов экстраполяции.

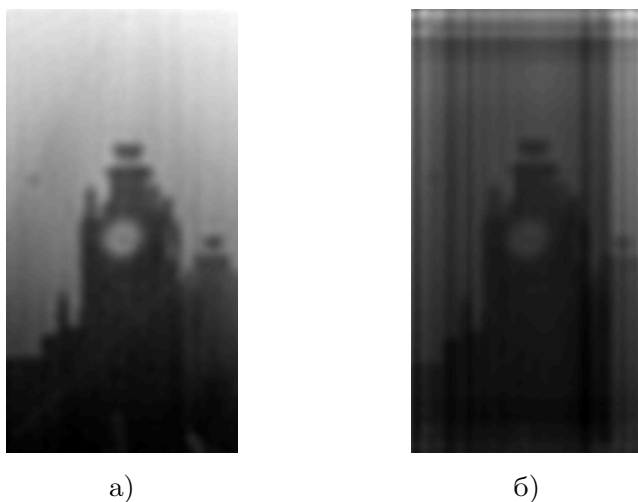


Рисунок 2.2. Результат восстановления изображения с применением экстраполяции средним взвешенным (а) и нулевым значением (б).

Многократные численные эксперименты показали, что метод экстраполяции средним взвешенным значением является наилучшим, другие методы приводят к нежелательным артефактам в приграничной области изображения.

В данном методе экстраполяции свертка вычисляется по

следующей формуле:

$$b_{i,j} = \frac{\sum_{k=i-W_h/2}^{i+W_h/2} \sum_{l=j-L_h/2}^{j+L_h/2} h_{i-k,j-l} a_{k,l} s_{k,l}}{\sum_{k=i-W_h/2}^{i+W_h/2} \sum_{l=j-L_h/2}^{j+L_h/2} h_{i-k,j-l} s_{k,l}}, \quad (2.21)$$

где введена функция $s_{k,l}$, равная единице внутри области определения $a_{k,l}$ и нулю вне её. Если истинное значение a является константой, то экстраполированное значение будет точно ей равно.

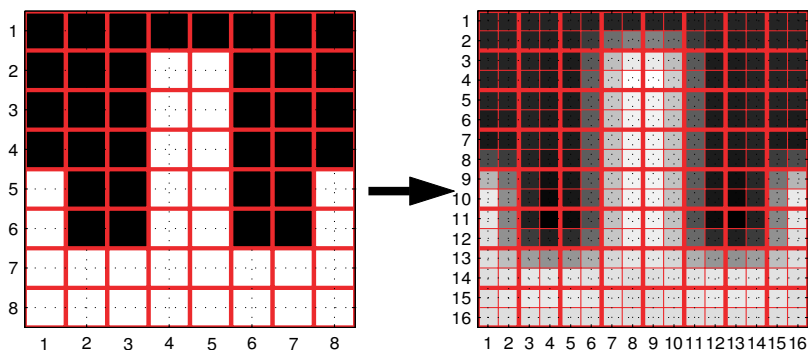
Если вычислить эффективное значение $a'(i,j) \equiv \text{const}$, которым производится экстраполяция, то оно окажется равным $b_{i,j}$, вычисленному по формуле (2.21). Т.е. линейным оператором от $a_{k,l}$ или средним взвешенным.

Метод субпиксельного разбиения

Из общих принципов работы с дискретными сигналами следует, что частота Найквиста должна быть выше чем частота среза аппаратной функции при измерении данных и выше максимальной частоты в восстановленном изображении при применении алгоритмов сверхразрешения. Выше было показано, что может возникнуть ситуация, когда в процессе измерения интервал дискретизации выбран правильно, но при последующей обработке методами сверхразрешения возникают более высокие частоты. При использовании итерационных методов может возникнуть момент, когда исходной частоты дискретизации перестает хватать для корректного представления всех частот — возникает *эффект*

наложения спектров (частот). В таких ситуациях можно использовать *метод субпиксельного разбиения* [72, 104].

Метод субпиксельного разбиения заключается в обработке данных (в данном случае обработке в соответствии с выбранным АСР) с таким интервалом дискретизации отличным от исходного, который заведомо достаточен для представления всех пространственных частот и промежуточных данных, и результирующего изображения (рис. 2.3).



▷ Рисунок 2.3. Реализация метода субпиксельного разбиения

Эффективным и относительно простым подходом является передискретизация в целое число раз, то есть интерполяция [97]. Для увеличения частоты дискретизации исходного изображения в N раз берется сетка с количеством узлов по каждой из координат в N раз больше чем у исходной. Пиксели исходного изображения копируются на новую сетку с шагом N , а промежуточные пиксели заполняются нулевыми значениями. После этого производится НЧ фильтрация для приведения спектра в соответствие с исходным.

При этом используется прямоугольный ФНЧ с частотой среза, равной частоте Найквиста для исходного изображения.

Указанные операции проделываются и над изображением, которое будет подвергаться обработке, и над аппаратной функцией, после чего все численное интегрирование в соответствии с конкретным алгоритмом сверхразрешения проводится уже по новой сетке. На практике вполне достаточно выбрать $N=2$, полагая, что изменение спектра в области высоких пространственных частот достаточно слабо. Это связано с тем, что в реальных ситуациях пикселей, имеющих близкое к нулю значение, не так много, а в остальных случаях нелинейность проявляется слабо, следовательно, расширение спектра носит ограниченный характер. Как можно видеть, предложенная схема обладает свойством линейности и, таким образом, удовлетворяет требованиям раздела 3.3.

Преимущества субпикселинга при сверхразрешении показано на рис. 2.4, где сравниваются результаты действия алгоритма сверхразрешения после 300 итераций с использованием субпикселинга и без использования субпикселинга. Различие хорошо заметно даже на глаз.

Сверхразрешение с использованием субпикселинга позволяет получить более устойчивое решение с меньшим количеством ложных деталей ("звона") при достижении того же разрешения.

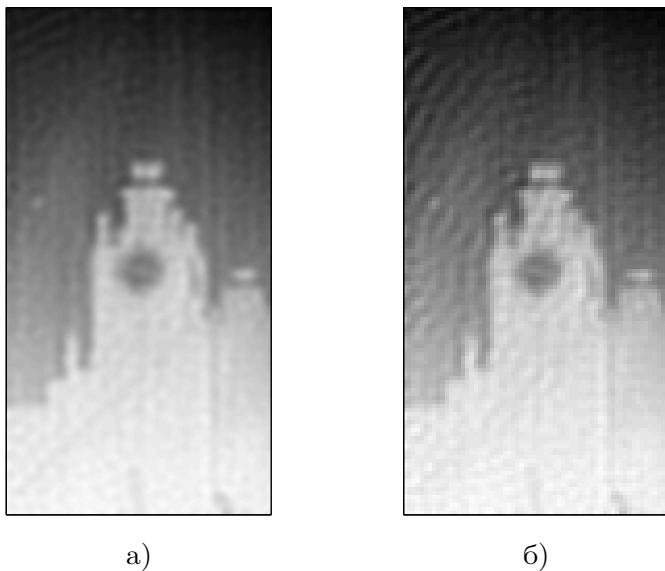


Рисунок 2.4. Результаты сверхрастворения после 300 ISRA итераций с применением субпикселинга (а) и без него (б).

2.4 Количественная мера качества восстановления

Для количественной оценки качества восстановления изображения будем использовать три меры: $Q_{\Delta f}$, Q_{ISNR} и $J(\hat{f})$ (2.5).

Мера

$$Q_{\Delta f} = \frac{\|\hat{f} - f\|^2}{\|f\|^2}$$

является характеристикой того, насколько близко восстановленное изображение к исходному (недоступному при ре-

альных наблюдениях).

Мера

$$Q_{ISNR} = \frac{\|g - f\|^2}{\|\hat{f} - f\|^2}$$

показывает, насколько уменьшилось отклонение восстановленных данных от исходных $\|\hat{f} - f\|^2$ по отношению к стартовому значению $\|g - f\|^2$. Подразумевается, что результат наблюдений g принимается за нулевое приближение $\hat{f}^0$ алгоритма сверхразрешения. При обработке экспериментальных данных доступна только норма $J(\hat{f})$, также называемая *невязкой*.

2.5 Анализ характеристик алгоритмов сверхразрешения

Для обработки данных в соответствии с описанными алгоритмами сверхразрешения была разработана компьютерная программа. Входными данными для нее являются аппаратная функция системы и измеренное изображение. Кроме того можно управлять следующими параметрами:

- метод минимизации, используемый в АСР, и его специфичные параметры;
- количество итераций;
- параметры вэйвлет-шумоподавления (см. 3);
- кратность субпиксельного разбиения (см. 2.3).

В процессе работы можно следить за текущим результатом восстановления, невязкой и ее гистограммой, изменением нормы невязки в процессе восстановления. Результатом работы программы является восстановленное изображение.

Вид интерфейса программы в процессе работы показан на рис. 2.5. Все представленные в этой работе результаты получены с помощью этой программы.

Сверхразрешение тестовых изображений

В данном исследовании проверялась работа алгоритмов сверхразрешения на данных, приближенных к реальным. В качестве исходного выбиралось одно из трех изображений (рис.2.6), которые имеют разную природу и характеристики: частотный спектр, гистограмму, контраст, детализацию и т.д. Моделировалось размытие изображение путем свертки с модельной аппаратной функцией — гауссоидой. Затем при-мешивался аддитивный гауссовский шум заданной интенсивности. После чего смоделированное таким образом изображение обрабатывалось алгоритмами сверхразрешения.

Так как невозможно дать точную численную характеристику того, насколько увеличилось разрешение при обработке произвольного изображения, то как мера качества восстановления использовалось значение меры $Q_{\Delta f}$. Одновременно определялось количество итераций, при котором $Q_{\Delta f}$ достигала минимума. Исследования проводились при значении отношения сигнал/шум от 6 до 40 дБ. Тестировались следующие алгоритмы:

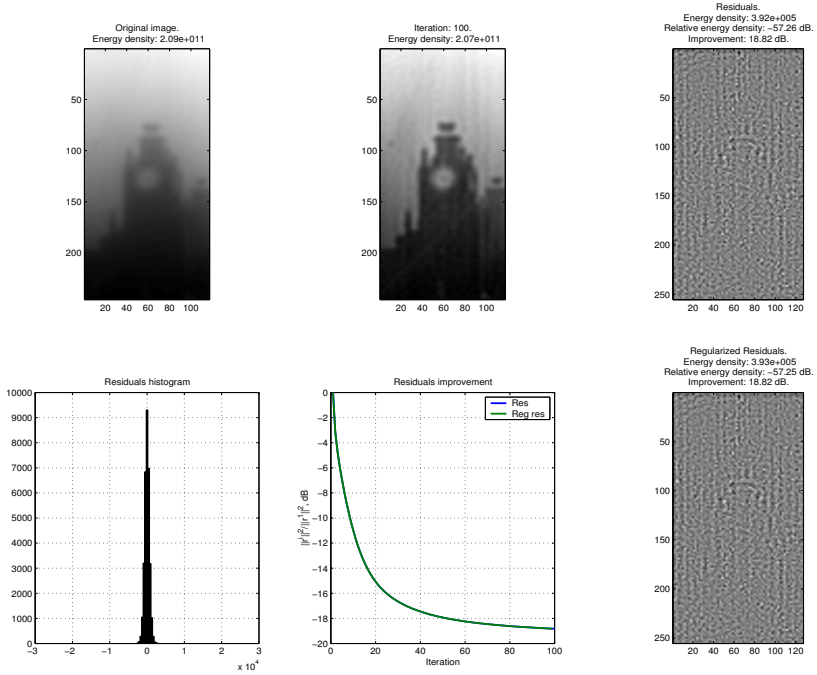


Рисунок 2.5. Экран программы для сверхразрешения изображений. Слева направо и сверху вниз: исходное изображение g ; текущее восстановленное изображение $\hat{f}^i$; текущая невязка r^i ; гистограмма невязки; зависимость квадратичной нормы невязки от номера итерации; регуляризованная невязка $\tilde{r}^i$.

- ISRA (2.13);
- Люси-Ричадсона (2.15);
- наискорейшего спуска (2.9);

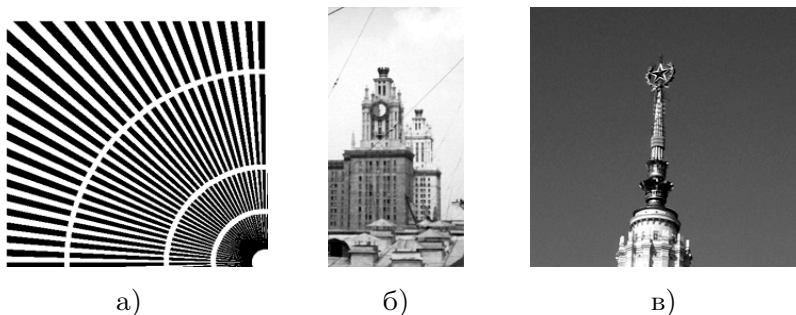


Рисунок 2.6. Тестовые изображения, а — фрагмент стандартного тестового изображения ITU-T T.22 [99]; б — фрагмент фотографии главного здания МГУ; в — ”цифровая” фотография шпиля главного здания МГУ.

- Ван Ситтерта (2.10);
- модифицированный наискорейшего спуска (2.11);
- модифицированный Ван Ситтерта (2.12).

В таблице 2.1 представлены достигнутые в ходе численных экспериментов средние по множеству экспериментов значения $Q_{\Delta f}$ для перечисленных алгоритмов сверхразрешения и трех тестовых изображений при соотношении сигнал/шум равном 40 дБ. Чем меньше величина $Q_{\Delta f}$, тем ближе восстановленное изображение к исходному.

На рис. 2.7 показан ход зависимости значения $Q_{\Delta f}$ от заданного значения соотношения сигнал/шум при обработке алгоритмом ISRA тестового изображения №2 и алгоритмом Ван Ситтерта тестового изображения №1. Наблюдается существенное отличие в достигнутых значениях $Q_{\Delta f}$, видно,

Таблица 2.1. Достигнутое значение $Q_{\Delta f}$, дБ для разных алгоритмов сверхразрешения.

Алгоритм	Тестовое изображение		
	№1	№2	№3
ISRA (2.13)	-14.9	-18.4	-13.4
Люси-Ричадсона (2.15)	-13.7	-18.1	-13.4
наискорейшего спуска (2.9)	-12.9	-18.9	-13.3
Ван Ситтерта (2.10)	-11.3	-16.9	-11.7
модифицированный наискорейшего спуска (2.11)	-16.4	-18.8	-13.4
модифицированный Ван Ситтерта (2.12)	-12.7	-16.9	-11.7

что алгоритм ISRA показывает существенно лучшее качество восстановления. При этом качественный ход зависимости схож и аналогичен и для других алгоритмов и входных данных.

На основании полученных результатов обработки можно сделать следующие **выводы**:

- обычный и модифицированный методы Ван Ситтерта являются наихудшими из рассмотренных для сверхразрешения реальных данных;
- метод наискорейшего спуска работает хуже нелинейных методов в условиях, когда существует много областей со значениями близкими к нулю (тестовое изображение №1), и почти не проигрывает им на более "свет-

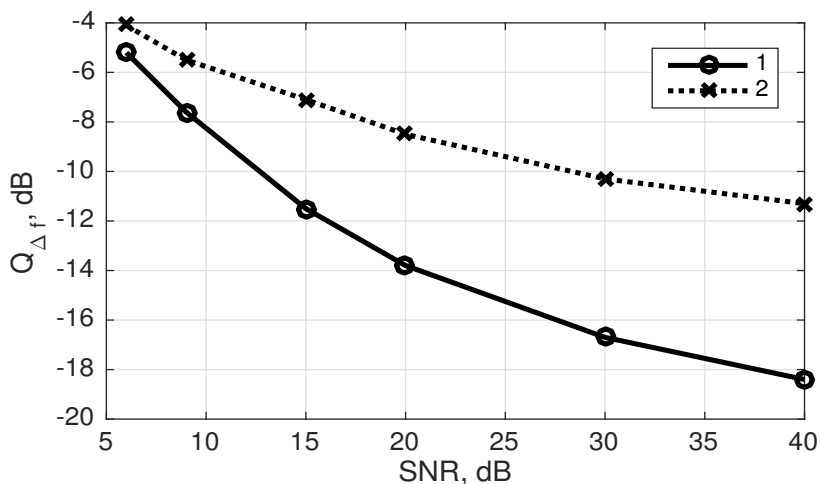


Рисунок 2.7. Зависимость значения $Q_{\Delta f}$ от значения соотношения сигнал/шум: 1 — для алгоритма ISRA; 2 — для алгоритма Ван Ситтерта.

лых” изображениях;

- при обработке искусственных данных (тестовое изображение №1) лучше всего проявляют себя (в порядке ухудшения) методы: наискорейшего спуска с ограничением на область значений, ISRA, Люси-Ричардсона;
- на обыкновенных фото-изображениях перечисленные три алгоритма практически не отличаются.

На этом основании при обработке экспериментальных данных в основном использовались методы модифицированного наискорейшего спуска и ISRA.

Немаловажным фактором при сравнении методов является скорость сходимости и их расходимость при превышении оптимального числа итераций. В таблице 2.2 приведены значения числа итераций, при котором минимизируется норма $Q_{\Delta f}$ в зависимости от заданного уровня шума на примере двух алгоритмов: ISRA и алгоритма Ван Ситтерта при обработке тестового изображения №3.

Таблица 2.2. Оптимальное число итераций

Сигнал/шум, дБ	ISRA	Ван Ситтерта
6	1	1
9	2	1
15	6	1
20	18	2
30	135	3
40	500*	7

* Алгоритм ISRA при данном отношении сигнал/шум устойчив.

Видно, что алгоритмы обладают разными характеристиками устойчивости. В случае алгоритма Ван Ситтерта количество итераций, необходимых для достижения минимального значения $Q_{\Delta f}$, очень маленькое, и при превышении этого числа алгоритм расходится. При этом, как было показано выше, даже при оптимальном числе итераций качество восстановления $Q_{\Delta f}$ существенно уступает другим алгоритмам. В тоже время алгоритм ISRA гораздо более стабилен, а при отношении сигнала/шум 40 дБ он не показывает призна-

ков расходимости. Таким образом, небольшое оптимальное число итераций значит, что при его превышении алгоритм начинает расходиться, и чтобы избежать этого, необходимо точно определять этот момент. Однако в настоящее время не разработано универсального надежного метода определения оптимально числа итераций. Поэтому быстрое увеличение числа итераций при уменьшении уровня шума является важным преимуществом, так как при этом алгоритм ведет себя более устойчиво, позволяя выбирать число итераций с большей погрешностью.

Рис. 2.8 демонстрирует поведение алгоритма сверхразрешения при превышении оптимального числа итераций. Была проведена численная симуляция, уровень шума был зафиксирован на уровне -20 дБ относительно уровня полезного сигнала; обработка производилась с помощью модифицированного метода наискорейшего спуска (2.11). Видно, что при превышении оптимального числа итераций алгоритм начинает быстро расходиться, при этом норма невязки продолжает уменьшаться. Это доказывает, что уменьшение нормы невязки является необходимым, но не достаточным условием определения сходимости.

Расширение пространственного спектра при сверхразрешении

Нелинейные методы могут приводить к обогащению спектра за частотой среза. Для проверки этого утверждения был поставлен численный эксперимент.

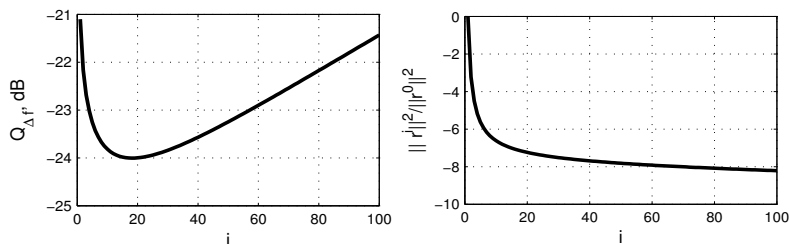


Рисунок 2.8. Графическое представление поведения алгоритмов при превышении оптимального числа итераций.

На рис. 2.9 представлены результаты восстановления пространственных частот при применении нелинейных алгоритмов сверхразрешения в одномерном случае [105, 106]. В качестве исходного сигнала был взят меандр с единичным периодом. Далее моделировался процесс измерения сигнала с помощью неидеального физического прибора путем пропускания сигнала через ФНЧ. Восстановление сигнала производилось методом наискорейшего спуска с ограничением промежуточного результата снизу и сверху. Очевидно, искусственное сочетание такого входного сигнала и методов восстановления должно вести к быстрой сходимости, недостижимой на реальных данных. Однако, целью данного эксперимента было рассмотрение принципиальной возможности восстановления частот, лежащих за частотой среза аппаратной функции прибора.

На рис. 2.9 по оси абсцисс отложено значение пространственной частоты (волнового числа) k , нормированное на π , по оси ординат — спектральная плотность в относитель-

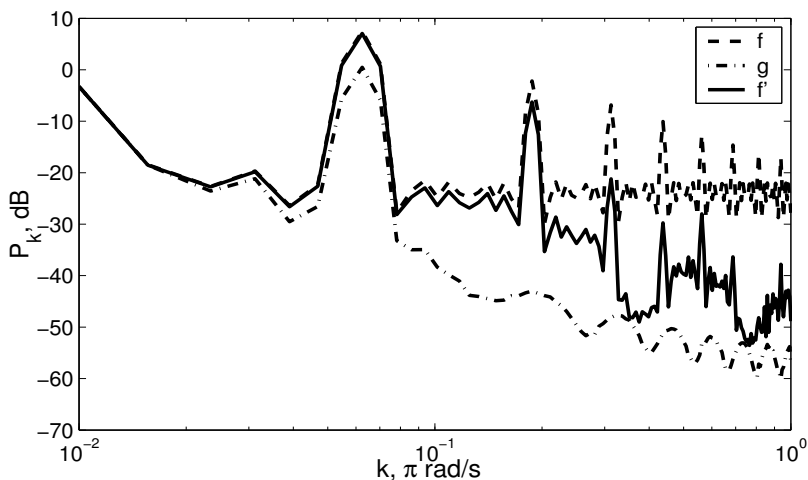


Рисунок 2.9. Преобразование спектра при сверхразрешении.

ных единицах в логарифмическом масштабе. Пунктирная кривая — спектр исходного сигнала, штрих-пунктирная — спектр сигнала после прохождения через ФНЧ, сплошная — спектр сигнала после применения алгоритма сверхразрешения. Это эксперимент доказывает, что с помощью нелинейных методов возможно повышение разрешения за счет частичного восстановления утерянных и сильно ослабленных при измерении частот. Видно, что гармоники 1 и 2 восстановились очень хорошо; 3, 4 и 5 — чуть хуже (-10 дБ от исходного уровня и +30 дБ от измеренного).

2.6 Результаты обработки экспериментальных данных

На рис. 2.10 показаны возможности алгоритма сверхразрешения при применении его к реальным данным, полученным с помощью системы пассивного радиовидения трехмиллиметрового диапазона [74, 100] (см. 1.3). Объекты на изображениях — это части главного здания Московского государственного университета на Воробьевых горах (слева) и боковой башенки главного здания МГУ (справа). Для более наглядного отображения теплового контраста была использована инверсная палитра. Участкам с более высокой радиояркостной температурой соответствуют более темные тона, а более "холодным" — более светлые тона. В каждой паре изображений слева представлены исходные изображения, справа — соответствующие результаты после 100 итераций. Вычисления проводились с использованием субпикселинга кратности 2 (см. раздел 2.3) и ядра АСР (2.13).

В данном случае численной характеристикой для оценки результатов сверхразрешения является норма (2.5). Она характеризует, насколько близок результат реальных измерений g к предсказанному результату измерений $h \otimes \hat{g}$. При обработке указанных данных эта норма после 100 итераций уменьшилась на 19 дБ по сравнению с начальным приближением, в качестве которого использовались необработанные экспериментальные данные g . Вышесказанное поясня-

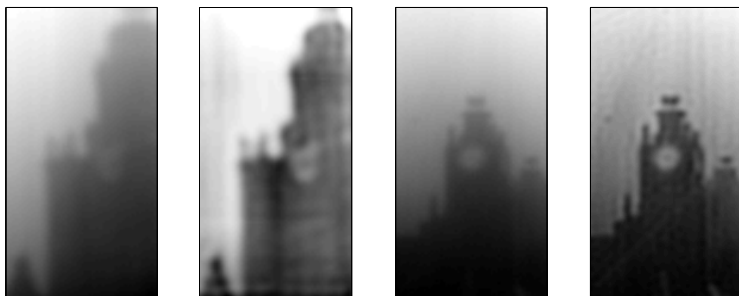


Рисунок 2.10. Сверхразрешение данных, полученных с помощью системы 3-мм диапазона.

ется выражением

$$\frac{\|r^0\|^2}{\|r^{100}\|^2} = \frac{h \otimes g - g^2}{h \otimes \hat{f}^{100} - g^2} \approx 19(dB).$$

При этом наибольший выигрыш достигается на первых 30-40 итерациях, а далее рассматриваемая величина меняется слабо. Однако именно на последующих итерациях происходит восстановление наиболее мелких деталей изображения.

2.7 Предел сверхразрешения

Важным представляется вопрос о достижимом уровне сверхразрешения. Для определения численной характеристики сверхразрешения будем пользоваться рэлеевским определением разрешающей способности прибора. В соответствии с ним два точечных источника считаются разрешенными, если центр дифракционного пятна, создаваемого

одним из них, совпадает с первым минимумом второго пятна [87]. Предполагается аппаратная функция вида sinc^2 , при этом интенсивность в минимуме между двумя пиками составляет 81 %. Это и примем за расширенное для произвольной аппаратной функции определение разрешения прибора.

Коэффициент сверхразрешения определяется как отношение физического разрешения прибора к разрешению, полученному после обработки данных:

$$Sr = R_\varphi / R'_\varphi .$$

Очевидно, что коэффициент сверхразрешения зависит как минимум от зашумленности данных.

Далее представлены два подхода, позволяющие получить верхнюю оценку для коэффициента сверхразрешения.

Шенноновский предел сверхразрешения

Если рассматривать измерение изображения как процесс передачи информации, а аппаратную функцию прибора как АЧХ канала связи, то можно воспользоваться известным выражением для предельной пропускной способности канала [88]. Было показано [89], что для задач сверхразрешения двухмерных изображений это выражение записывается так:

$$Sr = \beta \log_2 (1 + P_s / P_n) , \quad (2.22)$$

где β — коэффициент порядка единицы, равный $1/3$ для аппаратной функции вида sinc^2 .

Эта зависимость хорошо аппроксимируется удобным выражением $Sr \approx P_s/P_n[\text{дБ}]/10$.

Предел сверхразрешения для параметрических методов

Задачу сверхразрешения можно рассматривать как задачу математической статистики по оценке неизвестных параметров на основании существующих измерений. В общем случае множеством неизвестных параметров являются пикселы восстанавливаемого изображения. В соответствии с теоремой Крамера-Рао существует предельная точность оценки параметров, зависящая от уровня шума [90]. Рассмотрим предельный случай по сверхразрешению двух точечных источников одинаковой интенсивности. В данном случае в задаче существует единственный неизвестный параметр — расстояние между источниками, и оказывается возможным получить аналитическое выражение для точности его оценки. Если задать вероятность правильного детектирования на уровне 0.99, а вероятность ложного на уровне 10^{-6} , то приближенное выражение для коэффициента сверхразрешения будет выглядеть следующим образом [91]:

$$Sr \approx 2.86 \sqrt[4]{P_s/P_n}. \quad (2.23)$$

За счет того, что модель исходного сигнала точно известна (априорная информация), и нужно определить лишь небольшое число её параметров, достижимый уровень сверхразрешения может быть существенно выше чем в общем случае (2.22).

Экспериментальное сверхразрешение точечных источников

Для выяснения возможностей и сравнительного анализа различных алгоритмов сверхразрешения была проведена серия численных экспериментов. На вход описанной выше программы подавалось размытое изображение двух точечных источников, находящихся на различном удалении друг от друга. После выполнения программы и получения сверхразрешенного изображения производилось измерение достигнутого улучшения изображения.

Описание эксперимента. Точечные источники единичной интенсивности располагались на расстоянии равном 0.1 ... 9.6 о.е. В качестве аппаратной функции была выбрана гауссоида

$$h(r) = \frac{1}{2\pi\sigma} e^{-r^2/2\sigma^2}$$

с шириной $\sigma = 1$ о.е.

Шаг дискретизации равнялся 0.1 о.е. В результате решения прямой задачи получалось размытое изображение, сечение которого вдоль линии, проходящей через два источника, представлено на рис. 2.11.

Для оценки качества измерялись следующие параметры как сверхразрешенного, так и исходного изображения:

1. Разрешенное расстояние между источниками $\hat{d}$, равное расстоянию между их максимумами.
2. Относительное значение контраста минимума между

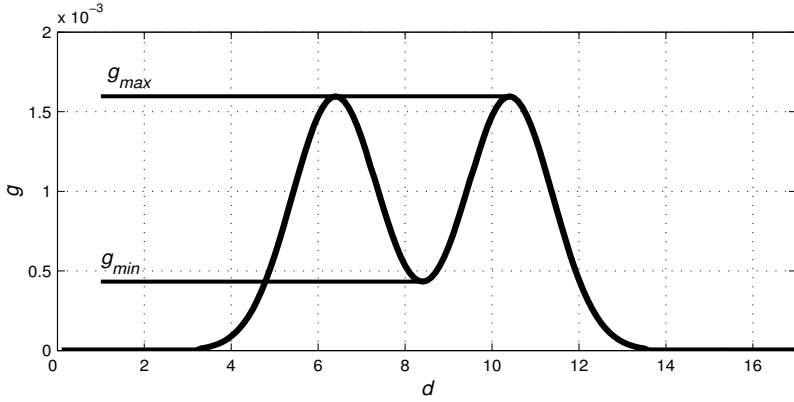


Рисунок 2.11. Размытое изображение двух точечных источников (сечение).

источниками $\gamma = \frac{\overline{g_{max}} - g_{min}}{\overline{g_{max}}}$, где $\overline{g_{max}}$ — минимальное из значений интенсивности двух пиков; g_{min} — значение интенсивности в минимуме между пиками (рис. 2.11). Значение $\gamma = 0$ соответствует неразрешенным источникам, $\gamma = 1$ — абсолютно разрешенным, $\gamma = 0.26$ — разрешенным согласно критерию Рэля [87]. На рис. 2.12 показана зависимость относительного значения контраста от расстояния между двумя источниками.

3. Относительная интенсивность ложных осцилляций $g_{ringing}/\overline{g_{max}}$.

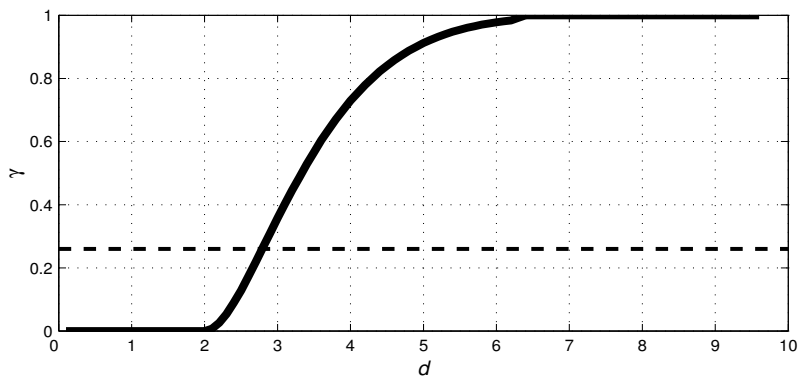


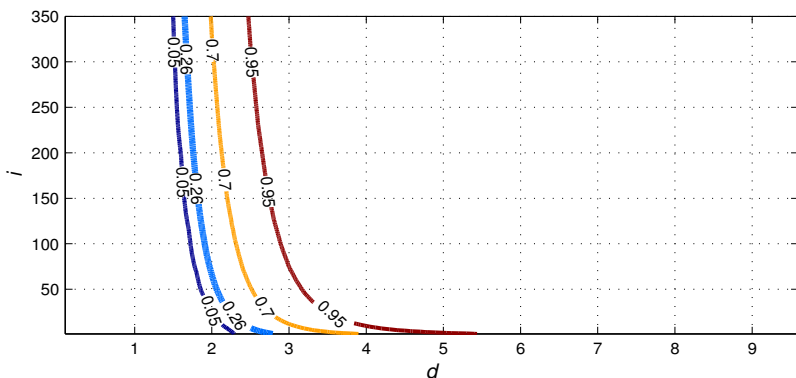
Рисунок 2.12. График зависимости γ от расстояния между источниками d для необработанного изображения g .

Результаты

На рис. 2.13 представлена зависимость величины относительного контраста $\hat{\gamma}$ от расстояния d (ось абсцисс) и номера итерации i (ось ординат). Она отложена в виде линий постоянного уровня ($\hat{\gamma} = \text{const}$). Зависимость $d(i)$ вдоль кривой $\hat{\gamma} = 0.26$ будет определять разрешимое расстояние между источниками в зависимости от номера итерации, т.е. разрешение системы.

Если отнести эту величину к значению d , при котором разрешаются источники в исходном изображении g , то получится величина обратная коэффициенту сверхразрешения Sr (см. 2.7).

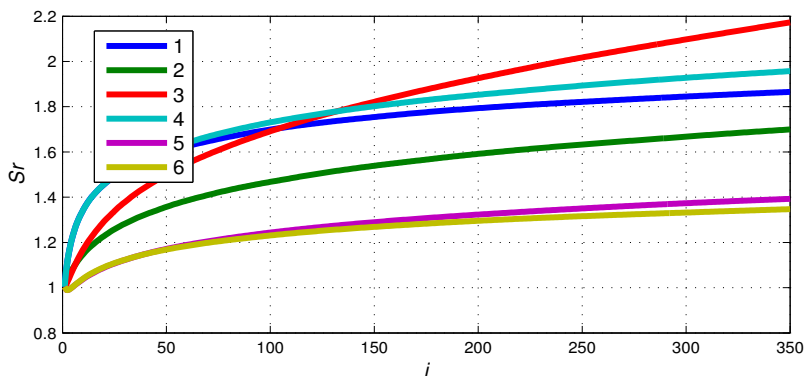
Для выбранной аппаратной функции разрешение составляет $d|_{\gamma=0.26} = 2.8$ о.е. На рис. 2.14 отложена величина Sr для алгоритма сверхразрешения с использованием различ-



▷ Рисунок 2.13. График зависимости γ от расстояния d и номера итерации i для АСР.

ных формул минимизации.

На рис. 2.15 показана зависимость достигнутого коэффициента сверхразрешения от уровня шума. По оси абсцисс отложено отношение сигнал/шум в децибелах, по оси ординат — минимально разрешимый размер по отношению к рэлеевскому. Приведены две теоретические зависимости — (2.22) и (2.23), и экспериментальная. Видно, что предельная кривая для параметрических методов идет существенно выше кривой для общего случая. Это указывает на чрезвычайную полезность априорных данных при восстановлении изображения. Экспериментальная зависимость подтверждает этот тезис — часть полученных точек лежит выше шенноновской кривой, что доказывает преимущество нелинейных методов и важность априорной информации для достижения высокого разрешения. Ход экспериментальной зависимости при



▷ Рисунок 2.14. График зависимости коэффициента сверхразрешения S_r от номера итерации i . Используемые методы: 1 — Ван-Ситтерта (2.10); 2 — ISRA (2.13); 3 — Люси-Ричардсона (2.15); 4 — Ван-Ситтерта модифицированный (2.12); 5 — наискорейшего спуска модифицированный (2.11); 6 — наискорейшего спуска (2.9).

высоком отношении сигнал/шум свидетельствует, что теоретически возможно создание еще более эффективного, сверхразрешающего алгоритма.

2.8 Быстродействие алгоритмов

Далее рассмотрен вопрос быстродействия АСР, определено число математических операций и необходимые требования к вычислительному процессору для таких систем.

Пусть размер обрабатываемого изображения составляет 128x128 пикселей, размер аппаратной функции — 32x32. На

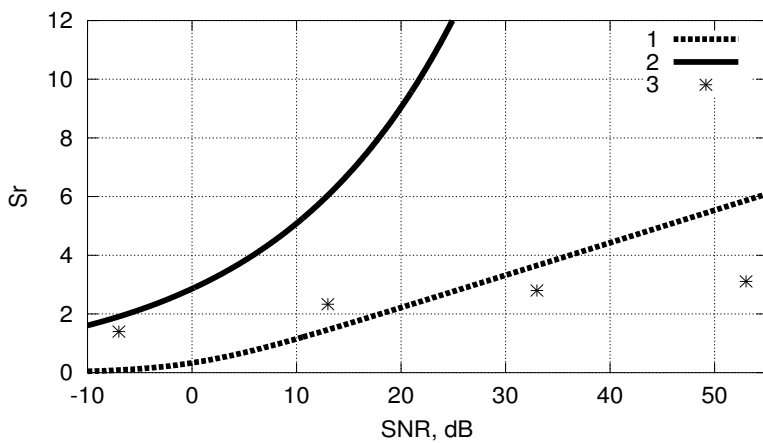


Рисунок 2.15. Графики зависимости коэффициента сверхразрешения Sr от уровня шума SNR:

- 1 — шенноновский предел;
- 2 — предел параметрических методов;
- 3 — экспериментальные данные.

каждом шаге алгоритма необходимо три раза произвести свертку.

Таким образом, на каждой итерации нужно выполнить $128 * 128 * 32 * 32 * 3 \approx 2.5 \cdot 10^7$ операций типа "умножение с накоплением". Допустим, будет выполняться 100 итераций, а изображение обновляется раз в секунду. Тогда производительность процессора должна быть на уровне $\sim 10^9$ операций в секунду.

К настоящему времени стало возможно использование обыкновенных персональных ЭВМ для этих задач, их производительность приближается к указанной. Для промышленных систем радиовидения логичным представляется использование специализированных цифровых сигнальных процессоров, в настоящее время существуют модели, способные совершать как раз $\sim 10^9$ операций "умножение с накоплением" с плавающей точкой в секунду [98]. Таким образом, можно сделать вывод, что с точки зрения реализации сверхразрешения построение систем реального времени, где темп обзора сравним с временем реакции человека (~ 10 кадров/с), практически осуществимо.

2.9 Выводы

На основании анализа результатов численных экспериментов и обработки экспериментальных данных можно утверждать, что предлагаемый алгоритм сверхразрешения действительно позволяет достичь разрешения выше рэлеевского. При этом показано, что уровень сверхразрешения

зависит от отношения сигнал/шум, что согласуется с данными теории.

3. Вэйвлет- шумоподавление при сверхразрешении радиоизображений

Представлен метод стабилизации алгоритмов сверхразрешения путем подавления шумов с помощью нелинейной фильтрации. Метод использует вэйвлет-преобразование для эффективного разделения шумовой и полезной компонент сигнала.

Рассмотрим текущую невязку текущего решения в итерационных АСР [102]:

$$r^i = g - h \otimes \hat{f}^i \equiv n + h \otimes (f - \hat{f}^i). \quad (3.1)$$

В идеальном случае, при $\hat{f}^i \rightarrow f$, невязка стремилась бы к аддитивному шуму $r^i \rightarrow n$. Однако в алгоритмах, построенных на основе метода наискорейшего спуска (2.9; 2.14), невязка (точнее ее квадратичная норма) — минимизируется. Таким образом, $\hat{f}^i$ сходится к некоторой $\tilde{f}$, которая обеспечивает минимизацию $\|r\|^2$.

Идея шумоподавления заключается в том, чтобы разделить вклады n и $h \otimes (f - \hat{f}^i)$ в r^i . По сути, это же делает винеровская фильтрация, однако она разделяет их исключительно по спектральным характеристикам, делая невозможным восстановление высших пространственных частот. Используем альтернативный подход, основанный на применении вэйвлет-разложения данных и нелинейной фильтрации [54]. Вэйвлеты хорошо подходят для декомпозиции сигналов (и изображений) по степени значимости деталей [52]. При этом *вэйвлет-обработка* изображений носит локальный характер в отличие от классических спектральных методов.

Вэйвлет-преобразование радиоизображения в противоположность шумовым данным имеет очень компактную форму, т.е. только небольшое число коэффициентов разложения отлично от нуля [58], поэтому появляется возможность подавить шумы в данных. Идея вэйвлет-шумоподавления при сверхразрешении заключается в применении вэйвлет разложения к текущей невязке ите-

рационного АСР и последующей фильтрации шумовой составляющей. Отфильтровывая шум получаем регуляризованную невязку:

$$\tilde{r}^i \approx h \otimes (f - \hat{f}^i). \quad (3.2)$$

Подставляя в итерационную процедуру $\tilde{r}^i$ вместо r^i , получим *регуляризованную итерационную схему*, которая будет сходиться к f .

3.1 Вэйвлет-преобразование

Процедура дискретного вэйвлет-преобразования или вэйвлет разложения изображения в контексте данной работы заключается в рекурсивной фильтрации исходных данных r (верхний индекс, обозначающий номер итерации алгоритма сверхразрешения временно опущен для упрощения записи) [101]. Преобразование масштаба p описывается следующей процедурой:

$$\begin{aligned} (1) \quad & i = 0; \quad c_{(0)} = r \\ (2) \quad & c_{(i+1)} = \hbar_{(i)} \otimes c_{(i)} \\ (3) \quad & w_{(i+1)} = c_{(i)} - c_{(i+1)} \\ (4) \quad & i = i + 1 \\ (5) \quad & \text{если } i < p \text{ перейти к п. 2} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Результат преобразования — набор из $p+1$ изображений: $w_{(1)}, w_{(2)}, \dots, w_{(p)}, c_{(p)}$. По определению

$$r = c_{(0)} = c_{(1)} + w_{(1)} = c_{(2)} + w_{(2)} + w_{(1)} = c_{(p)} + \sum_{i=1}^p w_{(i)}. \quad (3.4)$$

Формула (3.4) — выражение для обратного вэйвлет преобразования.

Функции $\hbar_{(i)}$ — ядро вэйвлет преобразования, определяющее его свойства. При этом по определению $\hbar_{(i+1)}(\mathbf{r}) = \frac{1}{2}\hbar_{(i)}\left(\frac{\mathbf{r}}{2}\right)$. В данном случае $\hbar_{(0)}$ — двумерный НЧ фильтр и, таким образом, $c_{(p)}$ содержит наиболее низкочастотные компоненты, а $w_{(1)}$ — высокочастотные. Рассматриваемая процедура вэйвлет-преобразования радиоизображения проиллюстрирована на рис. 3.1.

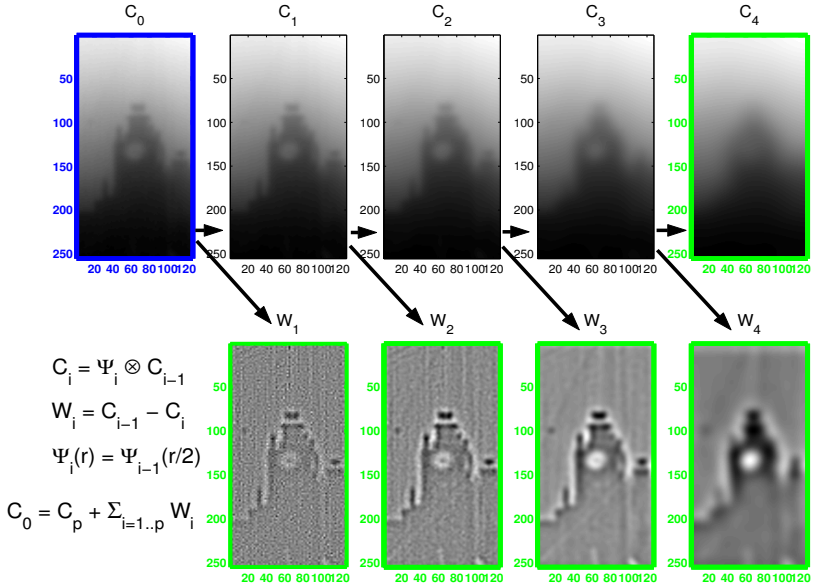


Рисунок 3.1. Вэйвлет преобразование радиоизображения.

3.2 Вэйвлет-регуляризация

В основе вэйвлет-регуляризации лежит тот факт, что энергия полезного сигнала и шума в типичных условиях распределяется по масштабам разложения различным образом. На рис. 3.2 представлены типичные графические зависимости энергии коэффициентов разложения в зависимости от масштаба i , соответствующие типичному изображению и шуму с равными энергиями.

Таким образом, появляется возможность разделить сигнал и шум. Для этого производится классификация коэффициентов разложения путем сравнения их с заданным порогом. Если коэффициент превышает этот порог, то считается, что он обусловлен полезным сигналом. В противном случае считается, что он обусловлен шумом, и отбрасывается. Порог выбирается на основе модели шума и соотношения уровней сигнала и шума. Модифицированная формула обратного вэйвлет преобразования выглядит следующим образом:

$$\tilde{r} = c_{(p)} + \sum_{i=1}^p \alpha(w_{(i)})w_{(i)}, \quad (3.5)$$

где множитель, определяющий жесткий порог

$$\alpha(w_{(i)}) = \begin{cases} 0 & , \quad w_{(i)}(\mathbf{r}) < k\Sigma_{(i)}, \\ 1 & , \quad w_{(i)}(\mathbf{r}) \geq k\Sigma_{(i)} \end{cases}, \quad (3.6)$$

$\Sigma_{(i)}$ — уровень шума(известный) на i -ом уровне вэйвлет разложения, k — коэффициент регуляризации.

Отметим принципиальное отличие рассматриваемого метода от регуляризации Тихонова (Винера). Последняя опре-

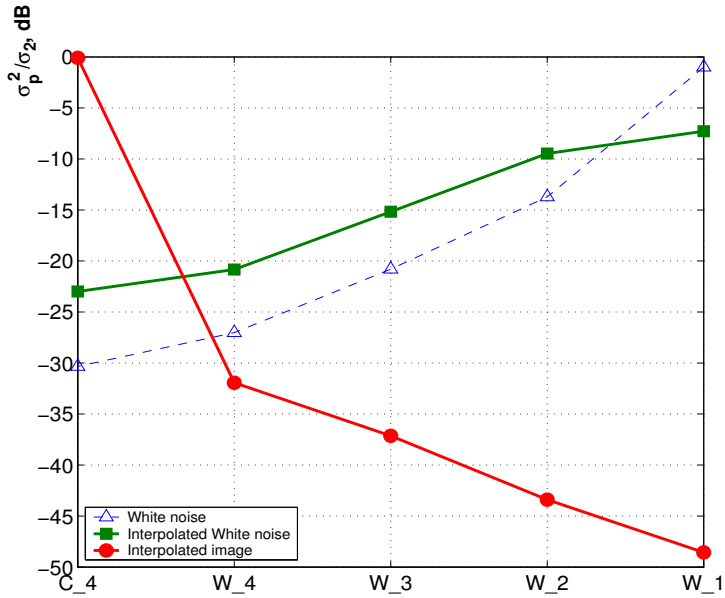


Рисунок 3.2. Вэйвлет-спектр изображения и белого шума (дБ). График с круглыми маркерами — спектр полезного сигнала после субпикселинга; пунктирный график с треугольными маркерами — белого шума; с квадратными маркерами — белого шума после субпикселинга (интерполяции).

деляет регуляризующий множитель (аналог α) только в зависимости от частоты, т.е. пространственно глобально, независимо от $\mathbf{r}$. Здесь же α определяется индивидуально для каждого масштаба разложения и пиксела изображения, что и позволяет достичь лучших результатов.

Перейдем теперь к описанию применения метода шумоподавления в конкретных алгоритмах сверхразрешения.

Рассмотрим метод наискорейшего спуска (2.9). Подставляя в него выражение (3.1) для невязки получим

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha h^T \otimes r^i.$$

Заменим невязку на регуляризованную величину:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha h^T \otimes \tilde{r}^i, \quad (3.7)$$

где $\tilde{r}^i$ определяется по (3.5).

Рассмотрим регуляризацию алгоритма ISRA (2.13). Алгоритм не содержит невязки явным образом, поэтому требуется немного более тонкий подход.

Возьмем за основу аддитивную форму (2.14), которая запишется с использованием выражения для невязки:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \frac{\hat{f}^i}{h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i} h^T \otimes r^i.$$

Соответственно, регуляризованное выражение имеет вид

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \frac{\hat{f}^i}{h^T \otimes h \otimes \hat{f}^i} h^T \otimes \tilde{r}^i. \quad (3.8)$$

Вэйвлет регуляризация остальных алгоритмов осуществляется аналогично двум рассмотренным случаям.

3.3 Определение порога отсечки шума для вэйвлет-регуляризации

Определение порога для вэйвлет-регуляризации — ключевая операция, обуславливающая качество конечного результата. Если порог слишком мал, то шум не будет подавляться. Если слишком велик — будут потеряны детали изображения.

Как было указано выше, порог вычисляется на основе принятой модели шума. Для рассматриваемых задач адекватной моделью является белый гауссовский шум, для задания которого нужно знать лишь его энергию (дисперсию) $\overline{n^2}$. Когда модель задана, нужно вычислить дисперсию коэффициентов вэйвлет разложения $\langle w_{(1)}^2 \rangle, \dots, \langle c_{(p)}^2 \rangle$, где усреднение $\langle \rangle$ проводится по пространству и по ансамблю. Можно провести вычисления аналитически (если известна функция $\hbar_{(0)}$), однако удобнее оказывается производить вычисления численно — это позволяет легко варьировать модель шума.

С помощью генератора псевдослучайных последовательностей с заданными характеристиками создается тестовое шумовое изображение, которое подвергается процедуре вэйвлет декомпозиции, после чего вычисляются соответствующие дисперсии.

Численный подход особенно удобно применять при использовании *субпиксельного разбиения*. Аддитивный шум после интерполяции перестает быть белым и требуются громоздкие выкладки для аналитического вычисления его корреляционных характеристик. В случае же численного мо-

делирования достаточно преобразовать тестовый шумоподобный сигнал с помощью алгоритма субпикселинга, после чего вычислить его вэйвлет-спектр. Однако субпиксельное преобразование для этого должно обладать свойством линейности.

После того как весь вэйвлет-спектр определен, необходимо выбрать коэффициент k (по сути доверительный интервал), который определяет степень регуляризации. Ниже будет показано, как выбрать этот коэффициент основываясь на экспериментальных данных.

3.4 Экспериментальные данные и заключение

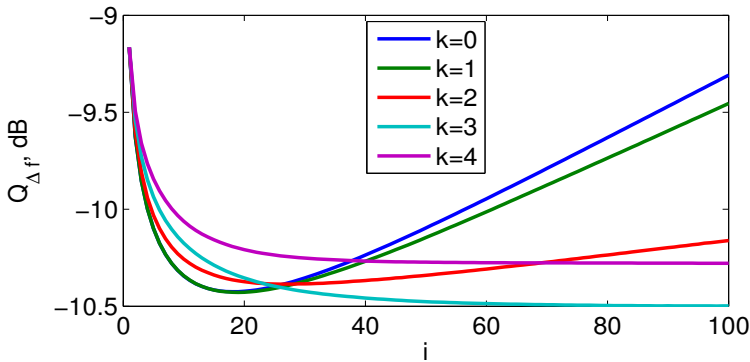
В качестве ядра вэйвлет преобразования была взята функция

$$h_{(0)} = \frac{1}{256} \begin{pmatrix} 1 & 4 & 6 & 4 & 1 \\ 4 & 16 & 24 & 16 & 4 \\ 6 & 24 & 36 & 24 & 6 \\ 4 & 16 & 24 & 16 & 4 \\ 1 & 4 & 6 & 4 & 1 \end{pmatrix},$$

представляющая собой обычный НЧ фильтр. С целью определения возможностей и оптимальных параметров вэйвлет-шумоподавления была проведена серия численных экспериментов по восстановлению изображений. Изучалось поведение АСР с использованием вэйвлет шумоподавления при

различном уровне шума и различных значениях коэффициента k . Эксперименты проводились на трех тестовых изображениях (рис.2.6).

Графики рис. 3.3 доказывают эффективность нелинейного шумоподавления при сверхразрешении. На графике изображена зависимость качества восстановленного изображения $Q_{\Delta f}$ от номера итерации i . Было использовано тестовое изображение №3, а отношение сигнал/шум составляло 20 дБ, использовался алгоритм ISRA.



▷ Рисунок 3.3. Зависимость нормы $Q_{\Delta f}$ от номера итерации i для различных коэффициентов вэйвлет-регуляризации $k = 0...4$.

Видно, что, во-первых, при использовании шумоподавления во-первых кривая $Q_{\Delta f}(i)$ ведет себя существенно более плавно, допуская большие ошибки в определении оптимального числа итераций. Так, при выключенном шумоподавлении оптимальное число итераций равно 18-19, и минимум

ярко выражен, т.е. всего несколько лишних итераций ведут к сильному отклонению от наилучшего решения. При включении шумоподавления минимум исчезает и кривая становится монотонно убывающей. Во-вторых, при определенных значениях коэффициента вэйвлет-регуляризации k удастся достичь лучшего восстановления изображения. Это видно по поведению кривой при $k = 3$, после 100 итераций она достигает лучшего значения $Q_{\Delta f}$ чем АСР без шумоподавления.

В связи с последним фактом была проведена серия численных экспериментов по определению оптимального значения коэффициента k . Оказалось, что оно зависит от отношения сигнал/шум (рис. 3.4).

3.5 Выводы

- 1) Нелинейное вэйвлет-шумоподавление позволяет регулировать поведение АСР при высоком уровне шума.
- 2) Нелинейное вэйвлет-шумоподавление позволяет поднимать качество восстановления изображения за счет разделения шумовой и полезной составляющих сигнала.

Следует заметить, что процедура вэйвлет-разложения довольно ресурсоемка, и выполняется она на каждом шаге итерации. Это приводит к сильному замедлению работы программы сверхразрешения. При этом при низком уровне шума выигрыш от использования шумоподавления может

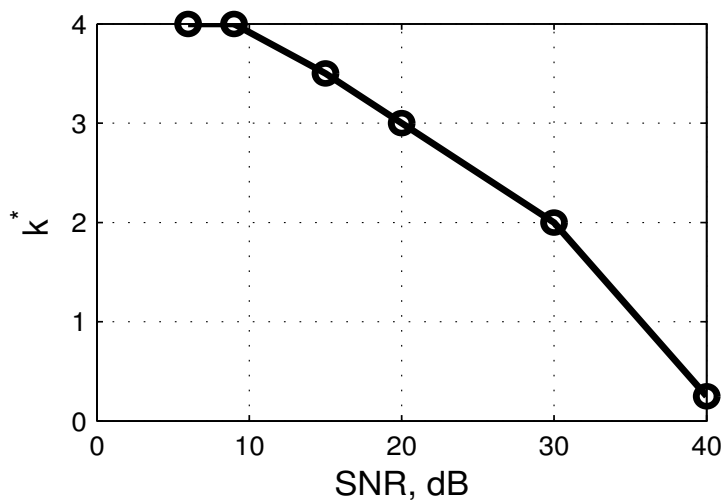


Рисунок 3.4. Графическое представление зависимости оптимального значения коэффициента регуляризации k от уровня шума.

быть несоизмерим с затраченными вычислительными ресурсами.

4. Влияние боковых лепестков аппаратной функции на свёрхразрешение радиоизображений

Изложены результаты исследования формы аппаратной функции прибора на эффективность алгоритмов свёрхразрешения. Показано, что рассмотренные алгоритмы имеют ограниченную применимость в случае аппаратных функций с сильными боковыми лепестками.

Относительно независимой проблемой является изучение пределов применимости АСР. Например, влияние формы аппаратной функции, а также погрешности ее определения (измерения) на возможности алгоритмов сверхразрешения. И, как еще более частный случай, влияние уровня боковых лепестков [103, 93].

Интерес к изучению именно этого эффекта обусловлен чисто практическими соображениями, поскольку процесс измерения аппаратной функции достаточно трудоемок, и сопряжен с техническими трудностями, поэтому часто не удается точно измерить аппаратную функцию в области боковых лепестков.

Ниже исследуются два аспекта влияния боковых лепестков аппаратной функции на сверхразрешение:

Первым аспектом является непосредственное влияние уровня боковых лепестков аппаратной функции на качество восстановленного изображения при прочих равных условиях.

Вторым аспектом является влияние на результат восстановления отличия уровня боковых лепестков реальной аппаратной функции от используемой в АСР при решении обратной задачи.

Это — частный случай влияния неизвестных но детерминированных искажений аппаратной функции на возможность решения обратной задачи.

4.1 Влияние уровня боковых лепестков на качество восстановления радиоизображений

Влияние уровня боковых лепестков аппаратной функции прибора на сверхразрешение двумерных данных исследуется в рамках численного эксперимента по схеме:

- 1) Выбор тестового изображения f ; генерация аппаратной функции h с заданным уровнем бокового лепестка α ;
- 2) Решение прямой задачи – моделирование выходного сигнала прибора $g = h \otimes f + n$;
- 3) Решение обратной задачи на основе выбранного АСР:
 $\{g, h\} \xrightarrow{\text{АСР}} \hat{f}$;
- 4) Определение качества $Q_{\Delta f}$ полученного изображения $\hat{f}$; определение эффективности Q_{ISNR} данного АСР.

В представленной схеме эксперимента присутствует множество параметров, которые можно варьировать. Но поскольку основной целью исследования является изучение зависимости от α , по остальным параметрам было принято следующее решение:

- 1) Форма аппаратной функции h фиксирована и задается

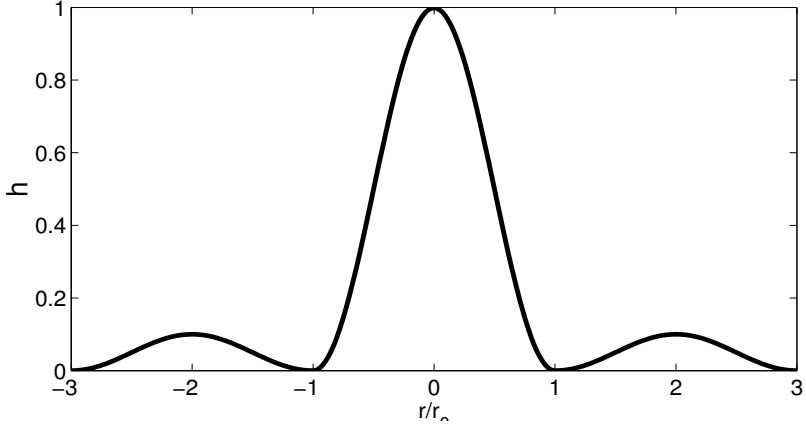


Рисунок 4.1. График модельной аппаратной функции h .

выражениями

$$h = h_1 + \alpha h_2,$$

$$h_1 = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{r}{r_0}\right), & 0 < r < r_0, \\ 0, & r_0 \leq r, \end{cases}$$

$$h_2 = \begin{cases} 0, & 0 < r \leq r_0, \\ \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \frac{r}{r_0}\right), & r_0 < r < 3r_0, \\ 0, & 3r_0 \leq r, \end{cases}$$

где $r = |\mathbf{r} - \boldsymbol{\rho}|$, h_1 — функция, описывающая основной лепесток, h_2 — боковой лепесток, α — уровень бокового лепестка относительно основного максимума, r_0 — положение нуля между основным и боковым лепестками (рис. 4.1), т.е. ширина основного лепестка;

- 2) Уровень бокового лепестка α в пересчете на энергию варьируется от -40 до 0 дБ;
- 3) Набор тестовых изображений состоит из двух искусственных геометрических фигур, представляющих собой квадрат и кольцо, и одного фотографического изображения с плавными изменениями уровня;
- 4) Аддитивный шум — белый гауссовский, уровень шума относительно сигнала $\|n\|^2/\|g\|^2 = 0$ и -40 дБ;
- 5) Тестированию подлежат алгоритмы (2.9 — 2.15);
- 6) Для всех АСР число итераций фиксировано и равно 100.

На рис. 4.2 приведены характерные зависимости величины $Q_{\Delta f}$ от уровня бокового лепестка. Кривая ведет себя вполне ожидаемым образом — качество конечного изображения улучшается с уменьшением уровня бокового лепестка.

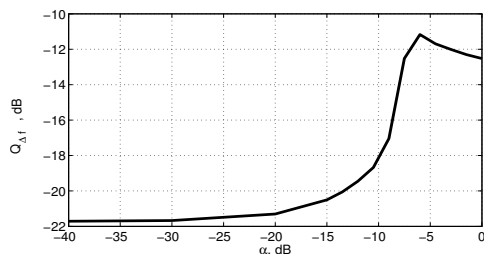


Рисунок 4.2. График зависимости качества восстановленного изображения $Q_{\Delta f}$ от уровня бокового лепестка α .

На рис. 4.3 представлена зависимость Q_{ISNR} от α . Видно, что эффективность АСР имеет существенно немонотонную зависимость от уровня бокового лепестка. В области $\alpha \approx -10$ дБ наблюдается особенность. По мере повышения величины α , Q_{ISNR} растет; при достижении α порогового значения (в разных экспериментах составлявшего $\alpha_{кр} \approx -12... - 8$ дБ) эффективность восстановления резко падает, возвращаясь к прежним значениям уже при $\alpha \sim 1$. Однако, в этом диапазоне α общее качество изображения $Q_{\Delta f}$ является, естественно, очень низким. Таким образом, диапазон, где Q_{ISNR} и $Q_{\Delta f}$ одновременно имеют приемлемый уровень, ограничен значениями $\alpha \lesssim -15$ дБ.

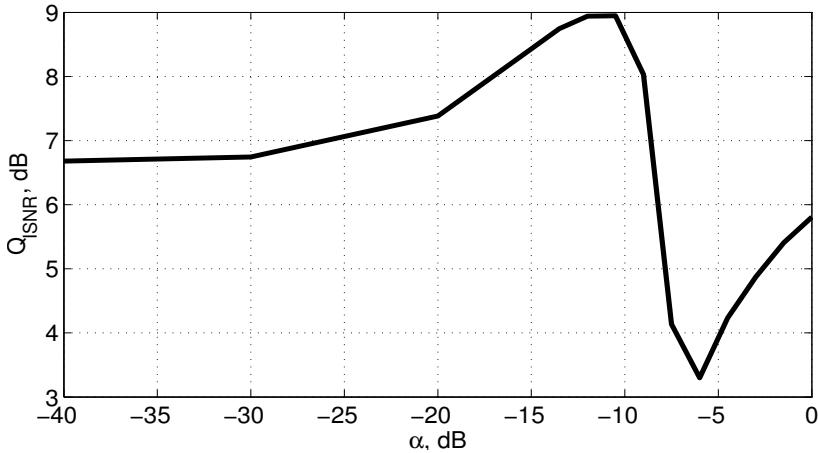


Рисунок 4.3. График зависимости эффективности алгоритма сверхразрешения Q_{ISNR} от уровня бокового лепестка α .

Сравним энергию сигнала в основном и боковом лепест-

ках. Для вычисления энергии нужно взять интеграл от аппаратной функции. Энергия основного лепестка

$$\begin{aligned} I_1 &= \iint h_1(r)^2 ds = \iint_{\substack{0 < r < r_0 \\ 0 < \varphi < 2\pi}} h_1(r)^2 r dr d\varphi = \\ &= 2\pi \int_{0 < r < r_0} h_1(r)^2 r dr, \end{aligned}$$

энергия бокового лепестка при амплитуде, равной основному лепестку,

$$\begin{aligned} I_2 &= \iint h_2(r)^2 ds = \iint_{\substack{r_0 < r < 3r_0 \\ 0 < \varphi < 2\pi}} h_2(r)^2 r dr d\varphi = \\ &= 2\pi \int_{r_0 < r < 3r_0} h_2(r)^2 r dr. \end{aligned}$$

Неопределенный интеграл равен

$$\begin{aligned} I(r) &= \int r \cos^4 \left(\frac{\pi}{2} \frac{r}{r_0} \right) dr = \\ &= \frac{3}{16} r^2 + \frac{1}{2\pi} r r_0 \sin \left(\pi \frac{r}{r_0} \right) + \frac{1}{16\pi} r r_0 \sin \left(2\pi \frac{r}{r_0} \right) + \\ &\quad + \frac{1}{2\pi^2} r_0^2 \cos \left(\pi \frac{r}{r_0} \right) + \frac{1}{32\pi^2} r_0^2 \cos \left(2\pi \frac{r}{r_0} \right). \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} I_1 &= 2\pi I(r) \Big|_{r=0}^{r_0} = 2\pi (I(r_0) - I(0)) = \\ &= 2\pi r_0^2 \left(\frac{3}{16} - \frac{1}{2\pi^2} + \frac{1}{32\pi^2} - \frac{1}{2\pi^2} - \frac{1}{32\pi^2} \right) = \\ &= 2\pi r_0^2 \left(\frac{3}{16} - \frac{1}{\pi^2} \right), \end{aligned}$$

и

$$\begin{aligned}
 I_2 &= 2\pi I(r) \Big|_{r=r_0}^{3r_0} = 2\pi (I(3r_0) - I(r_0)) = \\
 &= 2\pi r_0^2 \left(\frac{27}{16} - \frac{1}{2\pi^2} + \frac{1}{32\pi^2} - \frac{3}{16} + \frac{1}{2\pi^2} - \frac{1}{32\pi^2} \right) = \\
 &= 2\pi r_0^2 \frac{3}{2}.
 \end{aligned}$$

Окончательно получаем соотношение

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{3}{16} - \frac{1}{\pi^2}}{3/2} \approx 0.057 \approx -12.4 \text{ дБ}.$$

То есть, при $\alpha \approx -12$ дБ энергия в основном и боковом лепестках будут равны. На основании этого можно осторожно предположить, что именно сравнительно одинаковая энергия двух компонент $g_1 = h_1 \otimes f$ и $g_2 = \alpha h_2 \otimes f$ изображения g ведет к трудности разделения их вкладов с помощью рассмотренных АСР.

4.2 Влияние неизвестного искажения аппаратной функции на качество восстановления радиоизображений

Рассмотрим влияния неизвестных, некомпенсированных искажений на эффективность АСР. Иными словами, речь идет о том, что аппаратная функция всегда известна с определенной точностью и в конечном диапазоне углов. Это утверждение справедливо и в случае экспериментального определения аппаратной функции системы, и в случае

использования теоретических (расчетных) данных. Например, боковой лепесток может находиться за пределами области измерения аппаратной функции в первом случае, или его реальный уровень и форма могут отличаться от результатов расчетов во втором случае.

Пусть в аппаратной функции присутствуют боковые лепестки неизвестной амплитуды. Эксперименты проводились аналогично описанному в предыдущем разделе с одним существенным изменением. Уровень α бокового лепестка аппаратной функции h зафиксирован как -15дБ , — максимально приемлемый по результатам вышеописанных экспериментов. При этом на вход АСР подавалась модифицированная (искаженная) аппаратная функция h' , уровень бокового лепестка в которой отличался от истинного,

$$h' = h_1 + \alpha' h_2.$$

На рис. 4.4 представлены результаты проведенных численных экспериментов. Минимум $Q_{\Delta f}$ (наилучшее качество изображения) достигается при $\alpha = \alpha'$. Область, в которой качество АСР не деградирует весьма узка (единицы децибел). Этот экспериментальный результат количественно подтверждает хорошо известный факт, что данная обратная задача является некорректно поставленной, что проявляется в неустойчивости решения по отношению к малым возмущениям входных параметров. При этом АСР более чувствителен к переоценке уровня ($\alpha' > \alpha$), чем к недооценке ($\alpha' < \alpha$).

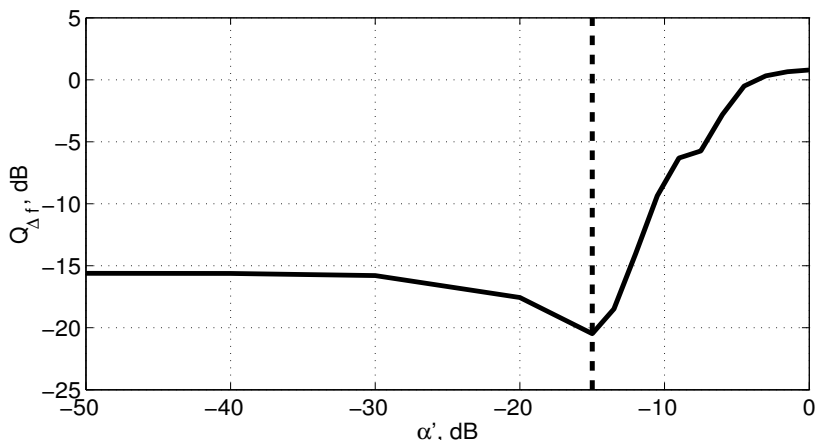


Рисунок 4.4. График зависимости качества восстановленного изображения от уровня искажений бокового лепестка α' .

4.3 Выводы

Таким образом, показано, что существует предел применимости широко используемых АСР, и для обработки изображений при более высоком уровне бокового лепестка, требуется разработка новых методов, оптимизированных для данной ситуации. Все рассмотренные алгоритмы принадлежат к одному семейству, основанному на модификации метода наискорейшего спуска, и можно ожидать, что сделанный вывод будет справедлив для других подобных алгоритмов.

5. Получение изображений в многоканальных системах пассивного радиовидения

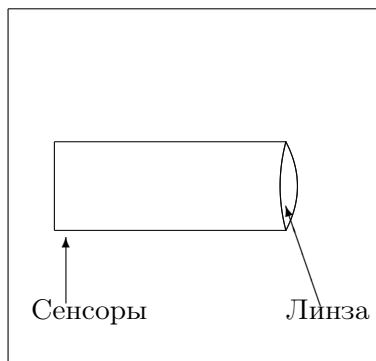
Рассмотрены вопросы получения изображения в многоканальных системах, предложен алгоритм сверхразрешения для этого случая, который учитывает такие особенности, как разные аппаратные функции и различное отношение сигнал/шум в каналах установки. Рассмотрен и решен вопрос об оптимальной схеме сканирования в таких системах с учетом последующего применения АСР.

Как уже было отмечено во введении, недостаточное быстродействие традиционных одноканальных систем пассивного радиовидения привело к разработке и созданию многоканальных установок. В таких системах изображение получается одновременно по нескольким пространственным каналам. В перспективе, при переходе к большому числу каналов ($\gtrsim 1000$) это позволит вообще отказаться от сканирования и получать полное изображение за одно измерение. Специфика таких систем потребовала адаптации существующих алгоритмов обработки данных.

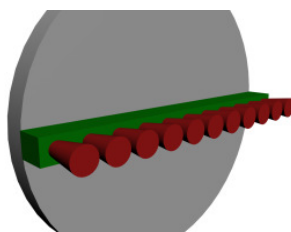
5.1 Принцип формирования радиоизображений

На рис. 5.1 представлена квазиоптическая схема 11-канальной установки восьмимиллиметрового диапазона. Облучатели расположены в фокальной плоскости фокусирующей тefлоновой линзы на одной линии, лежащей в горизонтальной плоскости. Ширина аппаратных функций составляет примерно $2,6^\circ$. Чувствительность компенсационных радиометров, выполненных по схеме с общим гетеродином, — 0,15 К. Диаметр входной линзы — 220 мм, рабочая длина волны — 8,5 мм. Установка монтируется на ту же поворотную систему, что и одноканальная, обеспечивающую шаг сканирования $15''$ [35, 38, 36].

Принцип формирования изображения остается тем же, что и в одноканальной системе, но за счет того, что часть



а



б

Рисунок 5.1. Квазиоптическая схема (а) и макет линейки сенсоров (б) многоканальной системы радиовидения.

сенсоров смещена в сторону от оптической оси, направление максимума их диаграммы направленности не коллинеарно оси системы. Поэтому в фиксированный момент времени каждый канал дает на выходе интенсивность излучения в направлении своего максимума, а совместно N каналов дают N элементов изображения. Если теперь изменить направление оси системы, то изменятся и направления всех каналов.

Существует два метода сканирования в зависимости от того, как расположены сенсоры. Если сенсоры расположены близко, т.е. расстояние между максимумами их аппаратных функций меньше шага сканирования (который определяется из условия корректной дискретизации изображения и связан с шириной аппаратной функции), то сканирование

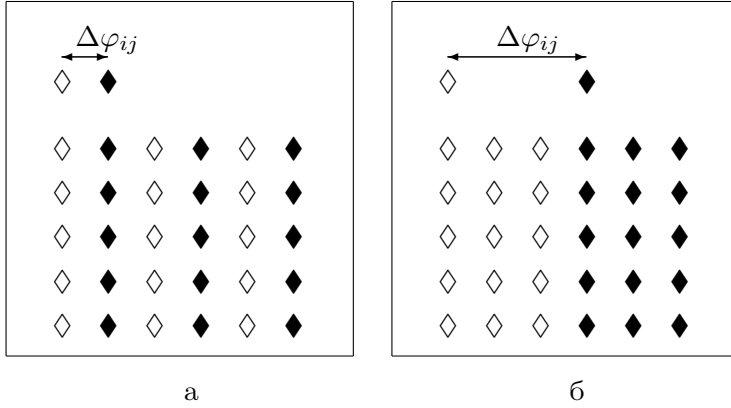


Рисунок 5.2. Различные методы сканирования в многоканальных системах. а — расстояние между каналами меньше ширины аппаратной функции; б — расстояние между каналами больше ширины аппаратной функции.

осуществляется как схематически показано на рис. 5.2(а). Если же сенсоры удалены друг от друга, то сканирование осуществляется как показано на рис. 5.2(б). Для используемой установки выполняется второе условие, и далее будем рассматривать только этот случай.

Для описания преобразования сигнала в многоканальных системах введем следующие обозначения:

- $h_{(k)}$ — аппаратная функция k -го канала;
- $g_{(k)}$ — изображение, полученное k -м каналом.

Математическая модель формирования изображения (2.2) переписывается следующим образом:

$$g_{(k)} = h_{(k)} \otimes f + n_{(k)},$$

где $n_{(k)}$ — шум в k -м канале.

На рис. 5.3 отображены одномерные проекции экспериментально измеренных аппаратных функций рассматриваемой системы в угловых координатах. Видны характерные особенности — неодинаковые аппаратные функции с более сильными боковыми лепестками у крайних каналов.

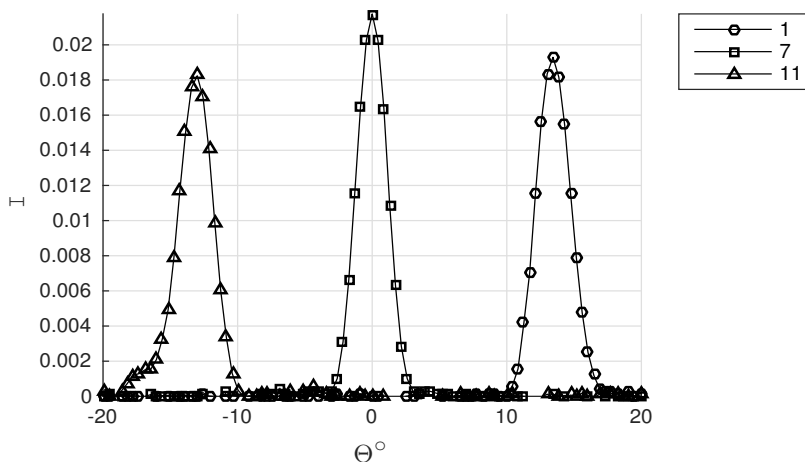


Рисунок 5.3. Аппаратные функции центрального и крайних каналов 11-канальной системы.

5.2 Обобщение алгоритмов сверхразрешения для многоканальных систем

Измеренные с помощью многоканальной установки данные можно обрабатывать любым из описанных ранее ал-

горитмов, рассматривая каждый канал как виртуальную обособленную систему радиовидения со своей аппаратной функцией. Тогда с помощью N -канальной установки будет получено N изображений, которые будут независимо обработаны, в результате чего получатся N сверхразрешенных изображений. После этого полученные изображения можно попытаться "склеить" в одно, используя информацию о взаимном расположении каналов (максимумов их аппаратных функций). Однако у такого подхода существуют недостатки [50, 94].

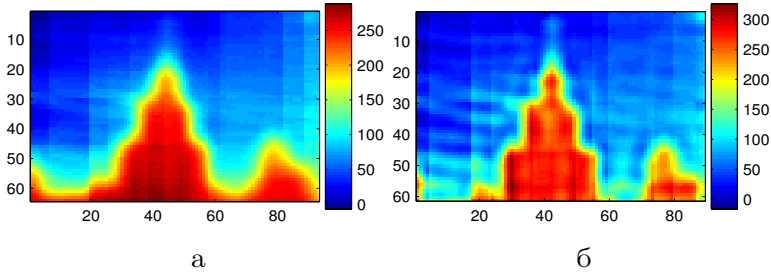
Первый недостаток заключается в увеличении роли нежелательных артефактов в приграничной области по сравнению с одноканальным случаем. Они образуются в следствии того, что при восстановлении изображения вдоль границ доступна не вся информация, и, соответственно, изображение не может быть восстановлено точно. В зависимости от применяемых методов компенсации этого нежелательного явления (см. с. 59) они могут проявляться более или менее сильно, но присутствуют они всегда. В многоканальных системах изображение от каждого канала обычно относительно невелико и представляет узкую полосу, что увеличивает вклад искажений в приграничных областях. Но даже если изображение достаточно большое (например, снято с большим перекрытием соседних каналов), эффект проявляется в том, что невозможно добиться плавного перехода между соседними каналами: граница всегда легко различима.

Формальным критерием степени влияния краевых эффектов можно считать соотношение длины периметра изображения, умноженного на ширину аппаратной функции, и площади изображения.

Второй недостаток заключается в том, что вообще говоря некорректно считать положение максимума аппаратной функции канала за положение нового центра "сверхразрешенной" аппаратной функции. Для формирования изображения крайне желательно, чтобы все пиксели были сняты с одинаковой аппаратной функцией, иначе опять-таки будут заметны переходы между областями с разными аппаратными функциями.

Сказанное проиллюстрировано на рис. 5.4. На рис. 5.4.а показано необработанное изображение, составленное из данных, полученных отдельными каналами. На рис. 5.4.б представлено составное изображение после обработки исходных данных каждого канала с помощью алгоритма сверхразрешения (в данном случае был использован метод наискорейшего спуска). На обоих изображениях заметны переходы на границах каналов.

Чтобы преодолеть указанные проблемы, потребовалась разработка нового алгоритма обработки данных, учитывающего особенности многоканальных систем [94, 102]. Его ключевой особенностью является то, что ищется одно общее решение $\hat{f}$, а не набор решений $\hat{f}_{(k)}$ для каждого канала. Или записывая формально, решение ищется не путем независи-



▷ Рисунок 5.4. Поканальная обработка: а — до сверхразрешения; б — после 50 итераций сверхразрешения для каждого канала.

мой минимизации функционалов:

$$I_{(k)}(\hat{f}) = \|g_{(k)} - h_{(k)} \otimes \hat{f}_{(k)}\|^2,$$

а таким образом, чтобы одновременно минимизировались N функционалов

$$J_{(k)}(\hat{f}) = \|g_{(k)} - h_{(k)} \otimes \hat{f}\|^2.$$

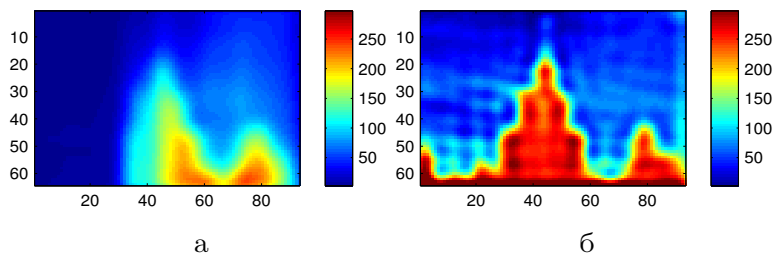
Иначе говоря, чтобы минимизировался функционал:

$$J(\hat{f}) = \sum_{k=1}^N J_{(k)}(\hat{f}) = \sum_{k=1}^N \|g_{(k)} - h_{(k)} \otimes \hat{f}\|^2, \quad (5.1)$$

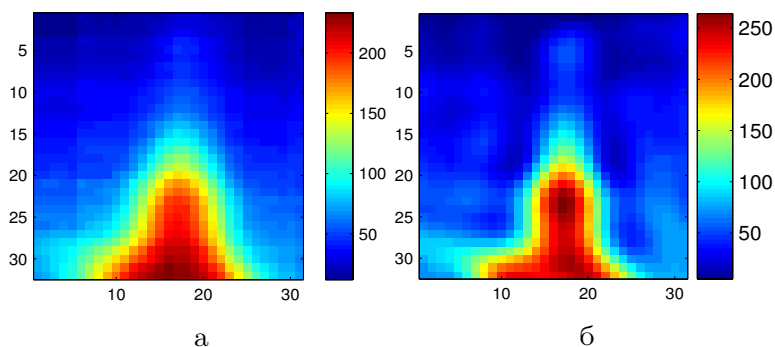
зависящий от общего решения $\hat{f}$.

Был разработан следующий алгоритм, удовлетворяющий указанным требованиям:

Этап 1. Инициализация $\hat{f}^1$ начальным приближением, например константой;



▷ Рисунок 5.5. Многоканальное сверхразрешение. а — после первых 5 итераций; б — после 262 итераций.



▷ Рисунок 5.6. Многоканальное сверхразрешение (фрагмент). а — исходное изображение; б — после 262 итераций.

- Этап 2. Начало внешнего цикла $i := 1$ (i — номер итерации);
- Этап 3. Начало внутреннего цикла $k := 1$ (k — номер канала);
- Этап 4. Вычисление оценки $\hat{g}_{(k)}^i = h_{(k)} \otimes \hat{f}^i$;
- Этап 5. В вычисленной оценке $\hat{g}_{(k)}^i$ часть пикселей заменяется реальными данными $g_{(k)}$, получается модифицированное изображение $g'_{(k)}$;
- Этап 6. Вычисление невязки $\hat{r}_{(k)}^i = g'_{(k)} - \hat{g}_{(k)}^i$;
- Этап 7. Вычисление приращения для изображения $\hat{f}$, например используя (2.9), $\delta \hat{f} = h_{(k)} \otimes \hat{r}_{(k)}^i$;
- Этап 8. Обновление изображения $\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \delta \hat{f}$;
- Этап 9. Если $k < N$, то $k := k + 1$ и перейти к шагу №4;
- Этап 10. Если i меньше желаемого количества итераций, то $i := i + 1$ и перейти к этапу №3;
- Этап 11. Окончание процедуры.

Ключевым является этап №5, именно он отличает этот алгоритм от одноканальных алгоритмов. Такое преобразование позволяет преодолеть трудность, связанную с тем, что область $g_{(k)}$ существенно меньше области, в которой ищется решение $\hat{f}$. Действительно, этап №7 требует, чтобы $\hat{r}_{(k)}^i$ был определен на всей области изображения $\hat{f}$, в то же время $g_{(k)}$ определена только на небольшом ее подмножестве

(см. рис. 5.2(б)). Этап №7 состоит в расширении (экстраполяции) области $g(k)$ с помощью использования текущего решения.

Достоинством предлагаемого метода является то, что он может быть легко модифицирован для использования любого АСП, например ISRA (2.14), путем простой замены формулы в этапе №7. Аналогично возможно и применение вэйвлет-шумоподавления на этапе №6.

Результаты обработки данных с помощью рассмотренного метода представлены на рис. 5.5; 5.6. Видно, что уровень достигнутого разрешения не хуже чем у одноканального метода.

На рис. 5.6 изображен увеличенный фрагмент области шпиля главного здания МГУ. На исходном изображении он не виден, на сверхразрешенном просматривается. Для оценки того, как подавляются резкие переходы, было измерено максимальное значение модуля изменения средней вдоль столбца температуры при переходе от столбца к столбцу.

В исходном изображении максимальный скачок составил 18,0 К, который вызван невозможностью точной калибровки компенсационных радиометров. При поканальной обработке максимальный скачок составил 33,9 К, а при одновременной многоканальной — 11,9 К, таким образом, неравномерность перехода подавлена в 2,9 раза по сравнению с одноканальным методом и в 1,5 раза по сравнению с необработанными данными.

5.3 Случай различающегося уровня шума в каналах установки радиовидения

Еще одной проблемой, специфичной для многоканальных систем является различный уровень шума в каналах установки. Это вызвано крайне высокой сложностью СВЧ компонент радиометров.

Как было показано в предыдущих разделах, степень сверхразрешения, сходимость АСР и оптимальное число итераций зависит от соотношения энергий сигнала и шума. Поэтому если уровень шума отличается существенно, то это требует принятия специальных мер, иначе либо изображение одних каналов будет недоразрешенным, либо изображение других каналов будет искажено из-за превышения оптимального числа итераций (см. рис.2.8). Значит необходимо каким-то образом скомпенсировать более быструю сходимость одних каналов относительно других. Один метод заключается в применении вэйвлет-шумоподавления (см. гл. 3) с соответствующим образом выбранными для каждого канала коэффициентами регуляризации. Однако эта процедура очень ресурсоемка в вычислительном плане.

В некоторых случаях можно использовать существенно более простой подход. Если рассмотреть обобщенную формулу любого итерационного алгоритма сверхразрешения

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \delta \hat{f}^i,$$

где $\delta \hat{f}^i$ — вычисленное изменение на i -ом шаге, то можно

предложить еще одну схему регуляризации. А именно, делать шаг не на вычисленное значение $\delta \hat{f}^i$, а на меньшую величину, тем самым уменьшая скорость итераций. Обычно это достигается использованием постоянного множителя перед $\delta \hat{f}^i$:

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha \delta \hat{f}^i,$$

где α — коэффициент замедления итераций. Если $0 < \alpha < 1$ — скорость итераций замедляется по отношению к исходному алгоритму, $\alpha > 1$ — увеличивается. Последний случай практически не используется, так как ведет к быстрой расходимости.

Возвращаясь к алгоритму сверхразрешения для многоканальных систем видим, что этап №8 нужно заменить на

$$\hat{f}^{i+1} = \hat{f}^i + \alpha_{(k)} \delta \hat{f},$$

где $\alpha_{(k)}$ — коэффициент замедления для k -го канала.

Конкретное значение $\alpha_{(k)}$ зависит от соотношения уровней шума и применяемого АСР. В нашем случае для наименее шумных каналов коэффициент $\alpha_{(k)}$ выбирался равным 1, для остальных — обратно пропорционально уровню шума в них,

$$\alpha_{(k)} = \frac{\|n_{(m)}\|^2}{\|n_{(k)}\|^2},$$

где m — номер канала с наименьшим шумом.

5.4 Оптимизация процедур сканирования с учетом последующего сверхразрешения радиоизображений

Традиционно изображения в многоканальных системах получались таким образом, что каждый канал "снимал" участок изображения строго между соседними каналами, т.е. области соседних каналов не перекрывались. При сверхразрешении это создавало уже рассмотренные выше трудности, и хотя новый метод позволяет бороться с ними, но и он, естественно, более эффективен при использовании больших изображений.

Еще одна проблема характерна для систем, построенных на компенсационных радиометрах: они подвержены медленному, но достаточно сильному (до десятков К) дрейфу уровня выходного сигнала [95, 38]. Дрейф можно рассматривать как шум с большим временем автокорреляции, который сильно влияет на процесс сверхразрешения. В [72] описан метод позволяющий частично скомпенсировать его за счет периодической перекалибровки с использованием источника с известной шумовой температурой. На практике, однако, это не очень удобно, и точность ограничена стабильностью температуры калибровочного объекта. В связи с этими трудностями и особенностями работы рассматриваемого АСР было принято решение производить измерения с большим перекрытием между соседними каналами.

Для того чтобы общее время измерения не увеличилось, время интегрирования при измерении одного пиксела нужно пропорционально уменьшить. Так, если каждый участок наблюдаемой сцены измеряется M каналами, то время интегрирования для каждого канала нужно уменьшить в M раз. Общее время измерения сигнала при этом не изменится, возможно лишь увеличится время, необходимое для изменения направления луча. Кроме того, такой подход позволяет повысить общую надежность системы, так как при выходе одного канала из строя не происходит выпадение части данных, а происходит лишь локальное ухудшение отношения сигнал/шум.

С точки зрения теории вероятностей при таком подходе усреднение по времени частично заменяется усреднением по каналам. Покажем, как изменится дисперсия и корреляция шума при такой процедуре. При этом используем следующие обозначения: $n_{(k)}$ — шум в k -м канале; $u = \text{const}$ — уровень полезного сигнала для текущего пиксела; $g_{(k)}$ — результирующее значение интенсивности пиксела, измеренное k -м каналом.

Аппаратная функция интегрирующей цепочки с временем интегрирования T :

$$c\{T\}(t) = \begin{cases} 1/T, & 0 < t < T \\ 0, & t > T \end{cases}.$$

Для обычной схемы измерений:

$$\begin{aligned} g(t) = g_{(k)}\{T\}(t) &= \int_{-\infty}^t (u + n_{(k)}(\tau)) c\{T\}(t - \tau) d\tau = \\ &= u + \frac{1}{T} \int_{t-T}^t n_{(k)}(\tau) d\tau \triangleq u + \xi_{(k)}\{T\}(t), \end{aligned}$$

для модифицированной схемы измерений:

$$\begin{aligned} g'(t) &= \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M g_{(k)}\{T/M\}(t) = \\ &= u + \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \xi_{(k)}\{T/M\}(t) \triangleq u + \xi'(t), \end{aligned}$$

где $\xi_{(k)}\{T\}(t)$ — шум на выходе интегратора k -го канала; $\xi'(t) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \xi_{(k)}\{T/M\}(t)$ — шум на выходе модифицированной схемы измерений.

Зададим следующую модель шума $n_{(k)}$: пусть шум состоит из "белой" компоненты $\mu_{(k)}$ и сверхнизкочастотной (например, типа $1/f$) $\nu_{(k)}$,

$$n_{(k)} = \mu_{(k)} + \nu_{(k)}.$$

Соответственно, его автокорреляционная функция и энергетический спектр равны

$$R_{n_{(k)}}(\tau) = R_{\mu_{(k)}}(\tau) + R_{\nu_{(k)}}(\tau), \quad (5.2)$$

$$F_{n_{(k)}}(\omega) = F_{\mu_{(k)}}(\omega) + F_{\nu_{(k)}}(\omega). \quad (5.3)$$

Предположим, что между каналами шум некоррелирован,

$$R_{n_{(i)}n_{(j)}}(\tau) = R_{n_{(i)}}(\tau)\delta_{ij}.$$

Для простоты дальнейших выкладок будем считать, что шум одинаков во всех каналах, что принципиально не влияет на полученные результаты. Тогда автокорреляционная функция R и энергетический спектр F белого шума

$$\begin{aligned} R_{\mu_{(k)}}(\tau) &= R_{\mu}(\tau) = \mu_0\delta(\tau), \\ F_{\mu_{(k)}}(\omega) &= F_{\mu}(\omega) = \mu_0. \end{aligned}$$

Рассмотрим автокорреляционную функцию $\xi_{(k)}\{T\}$ [78]:

$$R_{\xi_{(k)}\{T\}}(\tau) = R_{\xi\{T\}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_n(\omega) C^2\{T\}(\omega) \cos \omega\tau d\tau,$$

где $C^2\{T\}(\omega) = \text{sinc}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right)$ — АЧХ интегрирующего фильтра.

Комбинируя это выражение и (5.3) получим

$$R_{\xi\{T\}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} (F_{\mu}(\omega) + F_{\nu}(\omega)) \text{sinc}^2 \frac{\omega T}{2} \cos \omega\tau d\tau.$$

Первое слагаемое равно автокорреляционной функции прямоугольного импульса. Во втором слагаемом ширина спектра $F_{\nu}(\omega)$ значительно меньше $1/T$, так что в той области, где $F_{\nu}(\omega)$ отлична от нуля множитель sinc^2 можно считать равным единице (рис. 5.7). Из этого получаем

$$R_{\xi\{T\}}(\tau) \approx \begin{bmatrix} \frac{\mu_0}{T} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) & , & |\tau| < T \\ 0 & , & |\tau| \geq T \end{bmatrix} + R_{\nu}(\tau).$$

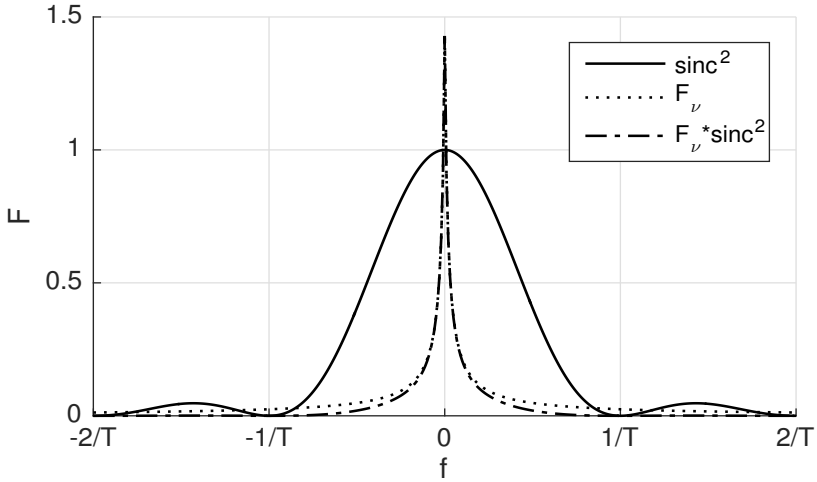


Рисунок 5.7. К выводу автокорреляционной функции шума на выходе интегратора.

Автокорреляционная функция шума при модифицированной схеме измерений

$$R_{\xi'}(\tau) = \frac{1}{M^2} E \left\{ \sum_{i=1}^M \xi_{(i)}\{T/M\}(t) \sum_{j=1}^M \xi_{(j)}\{T/M\}(t + \tau) \right\}. \quad (5.4)$$

Будем считать кросскорреляцию

$$E \{ \xi_{(i)}\{T/M\}(t) \xi_{(j \neq i)}\{T/M\}(t + \tau) \}$$

равной нулю, тогда

$$\begin{aligned} R_{\xi'}(\tau) &= \frac{1}{M} E \{ \xi\{T/M\}(t) \xi\{T/M\}(t + \tau) \} = \\ &= \frac{1}{M} R_{\xi\{T/M\}}(\tau). \end{aligned} \quad (5.5)$$

Дисперсия шума

$$D\{\xi\{T\}\} = R_{\xi\{T\}}(0) = \frac{\mu_0}{T} + R_\nu(0).$$

Согласно (5.5)

$$D\{\xi'\} = D\left\{\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \xi\{T/M\}\right\} = R_{\xi'}(0) = \frac{\mu_0}{T} + \frac{1}{M} R_\nu(0).$$

Видно, что дисперсия, обусловленная широкополосным шумом μ , как и следовало ожидать, остается без изменений. Но что очень важно, дисперсия, обусловленная дрейфовой компонентой ν , уменьшается в M раз.

Рассмотрим теперь корреляцию шума в соседних пикселах, которая негативно влияет на АСР. Она определяется величиной $R_{\xi\{T\}}(\tau)$ при $\tau \gtrsim T$. При таком условии

$$\begin{aligned} R_{\xi\{T\}}(\tau) &= R_\nu(\tau), \\ R_{\xi'}(\tau/M) &= \frac{1}{M} R_\nu(\tau/M). \end{aligned}$$

В предположении, что $R_\nu(\tau)$ спадает очень медленно, $R_\nu(\tau) \approx R_\nu(\tau/M)$, а следовательно,

$$R_{\xi'}(\tau/M) \approx \frac{1}{M} R_{\xi\{T\}}(\tau), \quad (5.6)$$

т.е. корреляция шума между соседними пикселами уменьшается в M раз.

В любом случае, если $R_\nu(\tau)$ спадает медленнее чем R_0/τ , то $R_{\xi'}(\tau/M) < R_{\xi\{T\}}$. Таким образом, показана эффективность применения модифицированной процедуры сканирования.

5.5 Выводы

- 1) Разработан новый алгоритм сверхразрешения, приспособленный для обработки многоканальных данных;
- 2) Предложены методы по стабилизации АСР при различном уровне шума в каналах;
- 3) Показано, что сканирование с перекрытием каналов и меньшим временем интегрирования приводит к повышению надежности системы и уменьшению уровня шума, обусловленного дрейфом радиометров.

Заключение

Разработанные алгоритмы опробованы при обработке экспериментальных данных, полученных с помощью установок пассивного радиовидения, используемых в Учебно-научном центре магнитной томографии и спектроскопии МГУ имени М.В. Ломоносова: первая установка — одноканальная система 3-мм диапазона; вторая — одиннадцатиканальная система 8-мм диапазона.

Напомним основные результаты, изложенные в работе:

1. Предложен и реализован алгоритм сверхразрешения, который позволяет достичь разрешения выше рэлеевского. Это подтверждено многочисленными опытами по компьютерному моделированию и обработкой экспериментальных данных, полученных с использованием различных установок. Повышение разрешения происходит за счет восстановления высших пространственных частот.
2. Анализ статистических характеристик показал, что для предварительной обработки радиометрического

сигнала можно использовать метод компенсации динамических искажений, так как получаемая с его помощью оценка радиояркостной температуры является несмещенной и обладает нормальным распределением.

3. Экспериментально показано, что степень сверхразрешения зависит от отношения сигнала к шуму, что согласуется с теоретическими представлениями. В то же время характеристики рассмотренных АСР достаточно далеки от теоретического предела. Частично исправить ситуацию помогает метод нелинейного вэйвлет шумоподавления, который уменьшает негативное влияние сильного шума на сходимость АСР. Его применение позволяет стабилизировать решение и достичь лучшего восстановления изображения.
4. Выявлено, что существует предел применимости широко используемых АСР — для обработки изображений при высоком уровне бокового лепестка аппаратной функции требуется создание новых методов, оптимизированных для данной ситуации.
5. Предложен и реализован метод получения радиоизображений в многоканальных системах, в котором применены оптимизированная схема сканирования и разработанный для этого случая алгоритм сверхразрешения. Метод учитывает особенности получаемых в этом случае данных и позволяет избавиться от недостатков, присущих поканальной обработке. Кроме то-

го, предложены методы по стабилизации этого АСР при различном уровне шума в каналах установки. Показано также, что сканирование с перекрытием каналов и меньшим временем интегрирования позволяет повысить надежность системы и уменьшить уровень шумов.

6. Разработан комплекс компьютерных программ, реализующий сбор и обработку данных по предлагаемому алгоритму и их визуализацию.
7. Анализ быстродействия предлагаемого АСР показал, что он пригоден для использования в системах радиовидения реального времени, где темп обзора сравним с временем реакции человека на предъявляемые стимулы (~ 10 кадров в секунду).

Литература

- [1] *Smith R.M., Sundstrom B.M., Belcher B.W.* ROSCAM: a 95-GHz radiometric one-second camera // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.2.
- [2] *Yujiri L., Agravante H.H., Fornaca S., et. al.* Passive millimeter-wave video camera // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.14.
- [3] *Anderton R.N., Appleby R., Borrill J.R., et. al.* Real-time passive millimeter-wave imaging // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.27.
- [4] *Currie N.C., Demma F.J., Ferris D.D., et. al.* Infrared and millimeter-wave sensors for military special operations and law enforcement applications // Int. J. of Infrared and Millimeter Waves. 1996. V.17. No.7. P.1117.
- [5] *Wiltse J.C.* History of Millimeter and Submillimeter Waves // IEEE Trans. MMT. 1984. V.32. P.1118.

- [6] *McKinley M.C., Eden D.D.* Oversampled passive millimeter-wave images with application to superresolution // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.102.
- [7] *Lettington A.H., Gleed D.G.* Image processing techniques for passive millimeter-wave imaging // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.161.
- [8] *Gleed D.G., Lettington A.H.* High-speed super-resolution techniques for passive millimeter-wave imaging systems // Proc. SPIE. 1994. V.2182. P.255.
- [9] *Reynolds W.R., Hilgers J.W., Schulz T.J., et. al.* Superresolved imaging sensors with field-of-view preservation // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.134.
- [10] *Pang H.Yu., Sundareshan M.K., Amphay S.A.* Optimized maximum-likelihood algorithms for superresolution of passive millimeter-wave imagery // Proc. SPIE. 1998. V.3378. P.148.
- [11] *Пытьев Ю.П.* Методы анализа и интерпретации эксперимента. - М.: Изд-во МГУ. 1990.
- [12] *Терентьев Е.Н.* Математические задачи интерпретации физического эксперимента на ЭВМ: Дисс. к.ф.-м.н. 1983.
- [13] *Тимановский А.Л.* Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения: Дисс. к.ф.-м.н. 2007.

- [14] *Terentiev E.N., Pirogov Yu.A., Gladun V.V., et. al.* Problem of the sun radiovision system superresolution in 3-mm-wavelength range // Proc. SPIE. 1999. V.3703. P.181.
- [15] *Пирогов Ю.А.* Пассивное радиовидение в миллиметровом диапазоне длин волн // Известия ВУЗов "Радиофизика". 2003. Том XLVI; №8-9. С.660-670.
- [16] *Lüdi A.* Passive Abbildende Systeme im mm-Wellen Bereich. - Institut für angewandte Physik, Universität Bern. 2000.
- [17] *Yujiri L., Shoucri M., Moffa P.* Passive millimeter wave imaging // IEEE Microwave Magazine. 2003. V.4; Issue: 3. P.39-50.
- [18] *Appleby R.* Passive millimetre-wave imaging and how it differs from terahertz imaging // Phil. Trans. R. Soc. Lond. 2004. A.362. - P.379-394.
- [19] *Shoucri M., Davidheiser R., Hauss B., Lee P., Musetto M., Young S., Yujiri L.* A passive millimeter wave camera for landing in low visibility conditions // Aircraft Design, Systems and Operations Meeting, Aug 11-13, 1993. Monterey, CA, USA. P.1-7.
- [20] *Lettington A.H., Dunn D., Alexander N.E., Wabby A., Lyons B.N., Doyle R., Walshe J., Attia M., Blankson I.* Design and development of a high-performance passive millimeter-wave imager for aeronautical applications // Proc. SPIE. 2004. V.5410. P.210-218.

- [21] *Blankson I.M.* Passive Millimeter-Wave Imaging: Application To Aviation Safety In Extremely Poor Visibility // 43rd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, 10-13 Jan. 2005. Reno, NV, USA, 2005. P.15.
- [22] Физическая экология (Физические проблемы экологии): Сб. статей. Ред. Трухин В.И., Пирогов Ю.А., Покаеев К.В. // Спец. выпуск Вестн. МГУ. Сер.3, Физ. Астроном. 1998. №4. С.84.
- [23] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Тищенко Д.А., Дубина А.И., Терентьев Е.Н., Иванов В.С.* Пассивная система радиовидения сверхвысокого разрешения для мониторинга объектов природной среды // Физические проблемы экологии (Физическая экология): Тез. докл. всерос. научн. конф. - М.: Изд. Физического факультета МГУ, 1999. с.145-146.
- [24] *Lesurf J.C.G.* MMW Imaging for Volcanology. - University of St. Andrews, 2001. 11P.
- [25] *Robertson D.A., Macfarlane D.G.* AVTIS: All-weather Volcano Topography Imaging Sensor // Joint 29th Int. Conf. on IR and MM Waves and 12th Int. Conf. on THz Electronics: Conference Digest. Karlsruhe. 2004. P.813-814.
- [26] *Huguenin Richard G.* The Detection of Hazards and Screening for Concealed Weapons with Passive Millimeter

Wave Imaging Concealed Threat Detectors // Millivision Technologies. 2005.

- [27] *Grafulla-González B., Haworth C.D., Harvey A.R., Lebart K., Petillot Y.R., de Saint-Pern Y., Tomsin M., Trucco E.* Millimetre-Wave Personnel Scanners for Automated Weapon Detection. //International Workshop on Pattern Recognition for Crime Prevention, Security and Surveillance. 2005. Bath, UK. P.48-57.
- [28] *Anderton R.N., Appleby R., Coward P.R., Kent P.J., Price S., Sinclair J.N., Beale J.E.* Security scanning at 94GHz // Proc. of SPIE, 2006. V.6211.
- [29] *Baharav Z.I., Lee G.S., Taber R.C.* Millimeter wave imaging system for personnel screening: scanning 10^7 points a second and using no moving parts // Proc. of SPIE. 2006. V.6211.
- [30] *Robertson D.A.* MISTM: Medical Imager for Sub-surface Temperature Mapping // Joint 29th Int. Conf. on IR and MM Waves and 12th Int. Conf. on THz Electronics: Conference Digest. Karlsruhe. 2004. P.519-520.
- [31] *Dallinger A., Schelkshorn S., Detlefsen J.* Millimeter-Wave Imaging of Humans — Basic Experiments // Joint 29th Int. Conf. on IR and MM Waves and 12th Int. Conf. on THz Electronics: Conference Digest. Karlsruhe. 2004. P.521-522.

- [32] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Терентьев Е.Н., Розанов Б.А., Павлов А.С.* Проблемы сверхразрешения системы радионаблюдения за солнцем в 3-мм диапазоне // Физические проблемы экологии (Физическая экология): Тез. докл. всерос. научн. конф. - , М.: Изд. Физического факультета МГУ, 1999. с.146-147.
- [33] *Зинченко И.И.* "Радиовидение" в астрономии // XXXIV студенческая научная конференция "Физика Космоса". Коуровка, 2005.
- [34] *Doyle R., Lyons B., Walshe J., Curtin P., Lettington A.H., McEnroe T., McNaboe J.* Low Cost Millimetre Wave Camera Imaging up to 140GHz // 34th European Microwave Conference. Amsterdam. 2004. P.1285-1289.
- [35] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Иванов В.С., Тищенко Д.А., Терентьев Е.Н.* Многолучевые системы пассивного радиовидения миллиметрового диапазона // Препринт N7p/1999. МГУ. физический факультет.
- [36] *Gladun V.V., Pirogov Y.A., Ivanov V.S., Tischenko D.A., Terentiev E.N.* Multiple-ray passive radiovision systems of millimeter-wave range // Proc. of SPIE. 1999. V.3703. P.76-85.
- [37] *Gorishnyak V., Denisov A., Kuzmin S., Radzikhovsky V., Shevchuk B.* 8 mm Passive Imaging System with 32 Sensors // European Radar Conference, 2004. Amsterdam. 2004. P.333-337.

- [38] *Тимановский А.Л., Пирогов Ю.А., Гладун В.В.* Супер-разрешение в многолучевой системе радиовидения миллиметрового диапазона // Радиотелескопы РТ-2002: Тезисы докладов. Пущино. 2002. С.97-98.
- [39] *Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л.* Суперхразрешение в системах пассивного радиовидения миллиметрового диапазона // Радиотехника. 2006. №3. С.14-19.
- [40] *Starck J.-L., Murtagh F.* Astronomical Image and signal Processing // IEEE Signal Processing Magazine. 2001. V.1. P.30-40.
- [41] *Starck J.-L., Pantin E.* Deconvolution in Astronomy: A Review // Publications of the Astronomical Society of the Pacific. 2002. V.114. P.1051-1069.
- [42] *Molina R., Núñez J., Cortijo F.C., Mateos J.* Image Restoration in Astronomy: A Bayesian Perspective // IEEE Signal Processing Magazine. 2001. V.18. P.11-29.
- [43] *Richardson W.H.* Bayesian-based iterative method of image restoration // J. Opt. Soc. Am. 1972. V.62. P.55-59.
- [44] *Lucy L.B.* An iterative technique for the rectification of observed distributions // The astronomical journal. 1974. V.79. №6. P.745-754.
- [45] *Daube-Witherspoon M.E., Muehllehner G.* An Iterative Image Space Reconstruction Algorithm Suitable for

Volume ECT // IEEE Transaction on Medical Imaging. 1986. V.MI-5. P.61.

- [46] *Lantéri H., Soummer R., Aime C.* Comparison between ISRA and RLA algorithms. Use of a Wiener Filter based stopping criterion // Astronomy & astrophysics supplement series. 1999. V.14. P.235-246.
- [47] *Lagengijk R.L., Biemond J., Boeke D.E.* Regularized iterative image restoration with ringing reduction // IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1988. V.36; №12. P.1874-1888.
- [48] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Иванов В.С., Тищенко Д.А., Павлов А.С., Розанов Б.А., Терентьев Е.Н., Терентьев Н.Е.* Сверхразрешение в пассивном радиовидении миллиметрового диапазона // Изв. АН. Сер. Физич. 1999. Том 63. №12. С.2418-2425.
- [49] *Lettington A.H., Hong Q.H.* Ringing Artifact Reduction for Poisson MAP Superresolution Algorithms // IEEE Signal Processing Letters. 1995. V.2. №5. P.83-84.
- [50] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Terentiev E.N., Ivanov V.S.* Super-resolution in multiray radio vision systems // Proc. SPIE. 2000. V.4032. P.158-165.
- [51] *Terentiev E.N., Pirogov Y.A., Gladun V.V., Ivanov V.S., Terentiev N.E.* Additional enhancement of resolution in multi ray radio vision systems// Proc. SPIE. 2000. V.4032. P.152-157.

- [52] *Столниц Э., ДеРоуз Т., Салезин Д.* Вэйвлеты в компьютерной графике.: Пер. с англ. - Ижевск: НИЦ "Регулярная и хаотическая динамика", 2002. 272с.
- [53] *Zhang X.-P., Desai M.* Nonlinear adaptive noise suppression based on wavelet transform // Proc. of ICASSP'98. Seatle, Washington. May 12-15, 1998.
- [54] *Starck J.-L., Murtagh F.* Image restoration with noise suppression using the wavelet transform //Astronomy and astrophysics. 1994. V.288. P.342-348.
- [55] *Pantin E., Starck J.-L.* Deconvolution of astronomical images using the multiscale maximum entropy method // Astronomy and astrophysics supplement series. 1996. V.118. P.575-585.
- [56] *Yan Y., Peng B., Zhang X.* Noise Supression with Waivelets in Image Reconstruction for Aperture Synthesys // Astronomical Data Analysis Software and Systems V Conference Series. 1996. V.101. P.223-226.
- [57] *Molina R., Katsaggelos A.K., Abad J.* Bayesian image restoration using wavelet-based subband decomposition //Proc. ICASSP'99. 1999. P.3257-3260.
- [58] *Neelmani R., Choi H., Baraniuk R.* ForWaRD: Fourier-Wavelet Regularized Deconvolution for Ill-Conditioned Systems // IEEE Transactions on Signal Processing. 2004. Vol.52; №2. P.418-433.

- [59] Краус Д.Д. Радиастрономия. Пер. с англ., под ред. Железнякова В.В. - М.: Сов. радио, 1973. 456 с.
- [60] Есепкина Е.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973. 416 с.
- [61] Bessemoulin A., Grunenputt J., Fellon P., Tessmann A., Kohn E. Coplanar W-band low noise amplifier MMIC using 100-nm gate-length GaAs PHEMTs // 34th European Microwave Conference. Amsterdam, 2004. P.1285-1289.
- [62] Kärkkäinen M., Varonen M., Kantanen M., Karttaavi T., Kangaslahti P., Halonen K. Low noise amplifiers for 94 GHz Cloud Radar // 12th GAAS© Symposium. Amsterdam. 2004. P.411-414.
- [63] <http://www.farran.com/>
- [64] Гершензон Е.М., Гольцман Г.Н., Гогидзе И.Г., Гусев Ю.П., Елантьев А.И., Карасик Б.С., Люлькин А.М., Семенов А.Д. Смеситель миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн на основе разогрева электронов в резистивном состоянии сверхпроводниковых пленок // Сверхпроводимость: физика химия техника. 1990. Том 3. №10. Часть 1. С.1317-1320.
- [65] Meledin D., Tong C.-Y.E., Blundell R., Kaurova N., Smirnov K., Voronov B., Goltsman G. Study of the IF bandwidth of NbN HEB mixers based on crystalline quartz substrate with an MgO buffer layer // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. 2003. V.13. №2. P.164-167.

- [66] *Зражевский А.Ю., Голунов В.А., Гапонов С.С., Новичихин Е.П., Терентьев Е.Б., Чернушич А.П.* Особенности и возможности поляризационного стереорадиовидения в ММ-диапазоне волн // Радиотехника. 2006. №5-6.
- [67] *Schuchardt J.M., Newton J.M., Morton T.P., Gagliano J.A.* The coming of mm-wave forward looking imaging radiometers // Microwave Journal. 1981. V.24. P.45-62.
- [68] *Загорин Г.К., Зражевский А.Ю., Коньков Е.В., Соколов А.В., Титов С.В., Хохлов Г.И., Черная Л.Ф.* Факторы, влияющие на распространение мм волн в приземном слое атмосферы // Журнал радиоэлектроники (<http://jre.cplire.ru>). 2001. №8.
- [69] *Сазанов Д.Н.* Антенны и устояства СВЧ. - М.: Мир, 1989. 503С.
- [70] *Lettington A.H., Dunn D., Attia M., Blankson I.M.* Passive millimetre-wave imaging architectures // J. Opt. A: Pure Appl. Opt. 2003. №5. P.103-110.
- [71] *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* Антенны с электрическим сканированием. СПб.: Сайнс-Пресс, 2002. 232С.
- [72] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Shlemin I.V., Chzhen S.P., Tischenko D.A., Timanovskiy A.L., Lebedev A.V.* Superresolution and coherent phenomena in multisensor systems of millimeter-wave radio imaging // Proc. SPIE. 2003. V.5077. P.110-120.

- [73] *Nomi H.* Passive millimeter-wave camera with interferometric processing // Proc. of SPIE. 2006. V.6211.
- [74] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Terentiev E.N., Tischenko D.A., Cho C.W., Ivanov V.S.* 3-mm wave range passive radio imaging of high resolution // Proc. SPIE. 2000. V.4032. P.147-151.
- [75] *Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T., Flannery B.P.* Numerical recipes in C. The Art of Scientific Computing. - New York: Cambridge University Press. 1992. 1020p.
- [76] *Голубцов П.В., Пытьев Ю.П., Чуличков А.И.* Задача оптимальной редукции в физическом эксперименте // Вестн. МГУ. Сер.3. Физика, Астрономия. 1986. Том 27. №2. С.8–12.
- [77] *Чуличков А.И.* Основы теории измерительно-вычислительных систем. Тамбов. 2000. 140 с.
- [78] *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио. 1966. Т.1-2.
- [79] *Буров В.А., Румянцева О.Д., Сасковец А.В.* Акустическая томография и дефектоскопия как обратные задачи рассеяния // Вестн. МГУ, Сер.3 Физика. Астрономия. 1994. №6. С.61-71.
- [80] Super-Resolution Image Reconstuction // IEEE Signal processing magazin. 2003. V.20; №3.

- [81] *Васильева А.Б., Тихонов Н.А.* Интегральные уравнения. М.: Изд-во МГУ, 1989. 157 с.
- [82] *Tucker J.R., Feldman M.J.* Quantum detection at millimeter wavelength // Rev. Mod. Phys. 1985. V.57. №4. P.1055-1113.
- [83] *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 284с.
- [84] *Kelly J., Lines L.* Noise suppression for deconvolution // Canadian journal of exploration geophysics. Dec, 1994. V.30. №2. P.120-126.
- [85] *Van Cittert P.H.* Zum Einfluss der Spaltbreite auf die Intensitätsverteilung in Spektrallinien II // Z. Physik. 1931. V.69. P.298-303.
- [86] *Madisetti V.K., Williams D.B.* The Digital Signal Processing Handbook. CRC Press. 1999.
- [87] *Ландсберг Г.С.* Оптика: Учеб. пособие для вузов. 6-е изд., стер. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2003. 848с.
- [88] *Shannon C.E.* A mathematical theory of communication // The Bell System Technical Journal. 1948. V.27. P.379-423; 623-656.
- [89] *Kosarev E.L.* Shannon's superresolution limit for signal recovery // Inverse problems. 1990. V.6. P.55-76.

- [90] Статистические методы в экспериментальной физике. Пер. с англ. под ред. Тяпкина А.А. М.: Атомиздат. 1976. 335с.
- [91] *Shahram M., Milanfar P.* A statistical analysis of achievable resolution in incoherent imaging // Proc. SPIE. 2004. V.5204. P.1-9.
- [92] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Timanovskiy A.L.* Radio Thermal Images of Natural Objects in 8-mm and 3-mm Ranges // Int. J. of Infrared and Millimeter Waves. 2004. V.25(6). P.989-1001.
- [93] *Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л.* Влияние боковых лепестков диаграммы направленности приемной антенны на сверхразрешение в системах пассивного радиовидения // Вестник МГУ, Сер.3. 2006. №1. С.45-48.
- [94] *Pirogov Yu.A., Gladun V.V., Timanovski A.L.* Superresolution in multi-channel passive radiovision systems // Joint 29th Int. Conf. on IR and MM Waves and 12th Int. Conf. on THz Electronics: Conference Digest. Karlsruhe. 2004. P.747-748.
- [95] *Тимановский А.Л.* Система пассивного радиовидения с линейной решеткой сенсоров: дипл. работа. М.: Физический факультет МГУ, 2002. 46с.
- [96] *Ng M.K., Bose N.K.* Mathematical Analysis of Super-Resolution Methodology // IEEE Signal Processing Magazine. 2003. V.20; №3. P.62-74.

- [97] *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер. 2002. 608с.
- [98] DSP selection guide 2Q 2006. - Texas Instrument. 2006.
- [99] Standardized test charts for document facsimile transmissions. ITU-T Recommendation T.22. Helsinki. 1993.
- [100] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Chzhen S.P., Tischenko D.A., Timanovskiy A.L.* Radio thermal images of natural objects in 8-mm and 3-mm ranges // Proc. SPIE. 2002. V.4719. P.318-326.
- [101] *Unser M., Blu T.* Wavelet theory demystified // IEEE transactions on signal processing. 2003. V.52; №2. P.470-483.
- [102] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Tischenko D.A., Timanovskiy A.L.* Superresolution in the passive radiovision systems of millimeter wave range // Proc. SPIE. 2004. V.5410. P.299-308.
- [103] *Pirogov Y.A., Gladun V.V., Tischenko D.A., Timanovskiy A.L., Shlemin I.V., Cheng S.F.* Passive millimeter-wave imaging with superresolution // Proc. SPIE. 2004. V.5573. P.72-83.
- [104] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Тищенко Д.А., Тимановский А.Л., Шлемин И.В., Джен С.Ф.* Сверхразрешение в системах радиовидения миллиметрового диапазона //

Журнал радиоэлектроники (<http://jre.cplire.ru>). 2004. №3.

- [105] *Пирогов Ю.А., Гладун В.В., Тимановский А.Л.* Супер-разрешение в пассивной локации миллиметрового диапазона // IX Всероссийская школа-семинар "Волновые явления в неоднородных средах", секция 5 : тезисы докладов. Звенигород. 2004. С.38-39.
- [106] *Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л., Гладун В.В.* Получение и обработка изображений в системах пассивного радиовидения // Известия ВУЗов "Радиофизика". 2006. Том XLIX. №8. С.664-672.
- [107] *Тимановский А.Л.* Численные методы восстановления изображений в системах пассивного радиовидения // Препринт Учебно-научного центра магнитной томографии и спектроскопии МГУ № 2/2007. М.: ЦМТС МГУ. 2007. С.20.

Научное издание

А в т о р ы

**Алексей Леонидович Тимановский
Юрий Андреевич Пирогов**

**СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕ
В СИСТЕМАХ ПАССИВНОГО РАДИОВИДЕНИЯ**

Монография

Редактор *Ю.А. Пирогов*

Изд. № 3. Сдано в набор 13.03.2017.

Подписано в печать 11.05.2017.

Формат 60×90 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная.

Печ. л. 10. Тираж 500 экз. Зак. №

Издательство «Радиотехника»

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6

Тел./факс: (495)621-48-37; 625-78-72, 625-92-41

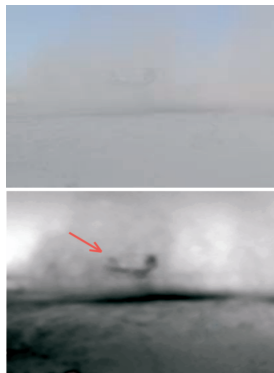
e-mail: info@radiotec.ru

www.radiotec.ru

Отпечатано в типографии ООО «Галлея-Принт»



а)



б)

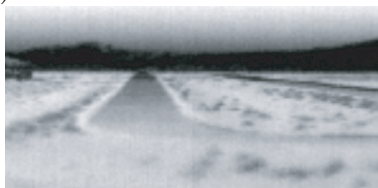
Рисунок В.1. Применение систем радиовидения.



а)



б)



в)

Рисунок 1.4. Радиоизображение ландшафта в дневных и ночных условиях [17].

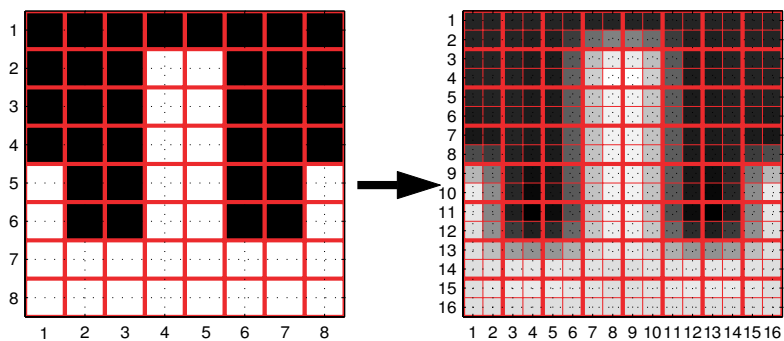


Рисунок 2.3. Реализация метода субпиксельного разбиения

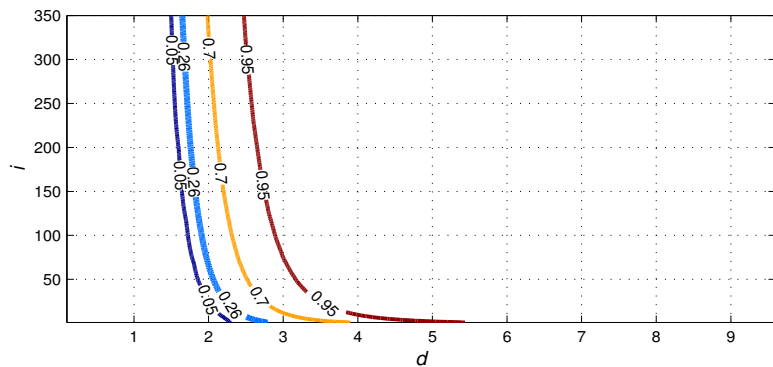


Рисунок 2.13. График зависимости γ от расстояния d и номера итерации i для АСР.

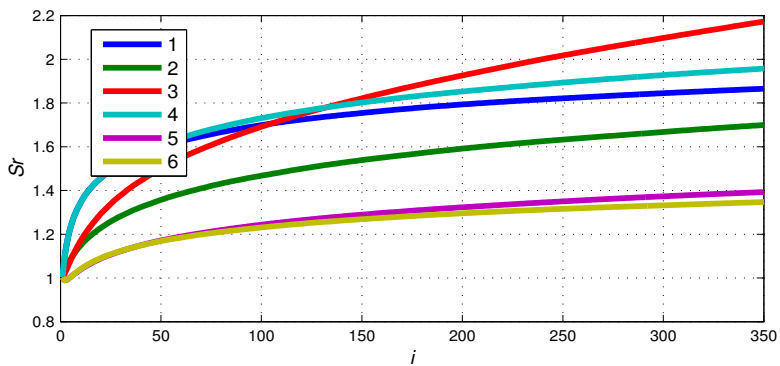


Рисунок 2.14. График зависимости коэффициента сверхразрешения Sr от номера итерации i . Используемые методы: 1 — Ван-Ситтерта (2.10); 2 — ISRA (2.13); 3 — Люси-Ричардсона (2.15); 4 — Ван-Ситтерта модифицированный (2.12); 5 — наискорейшего спуска модифицированный (2.11); 6 — наискорейшего спуска (2.9).

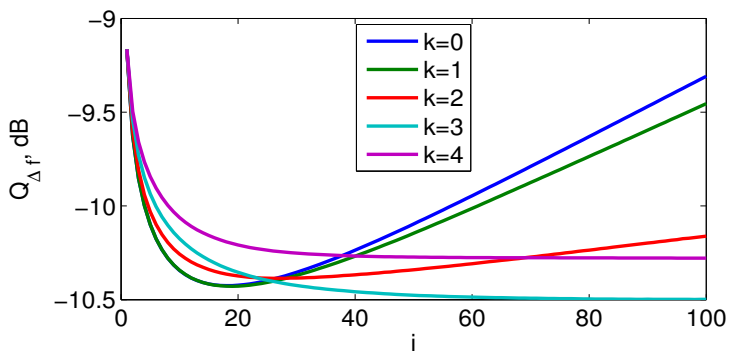


Рисунок 3.3. Зависимость нормы $Q_{\Delta f}$ от номера итерации i для различных коэффициентов вейвлет-регуляризации $k = 0 \dots 4$.

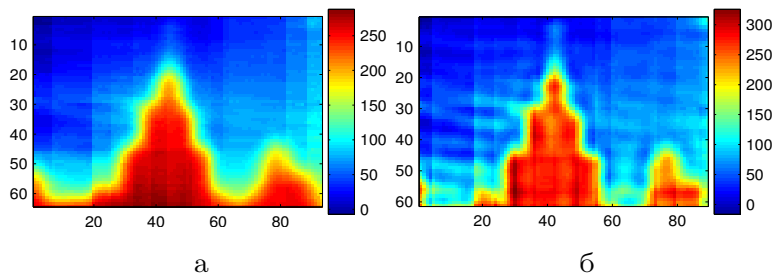


Рисунок 5.4. Поканальная обработка: а — до суперразрешения; б — после 50 итераций суперразрешения для каждого канала.

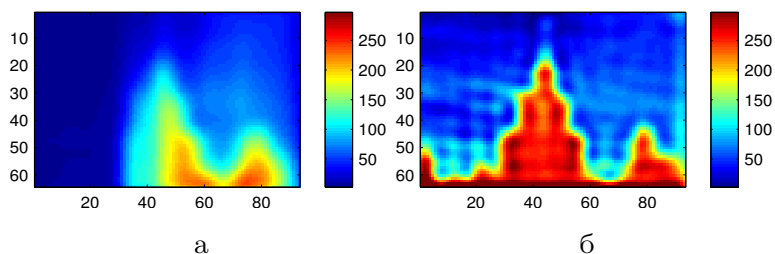


Рисунок 5.5. Многоканальное суперразрешение. а — после первых 5 итераций; б — после 262 итераций.

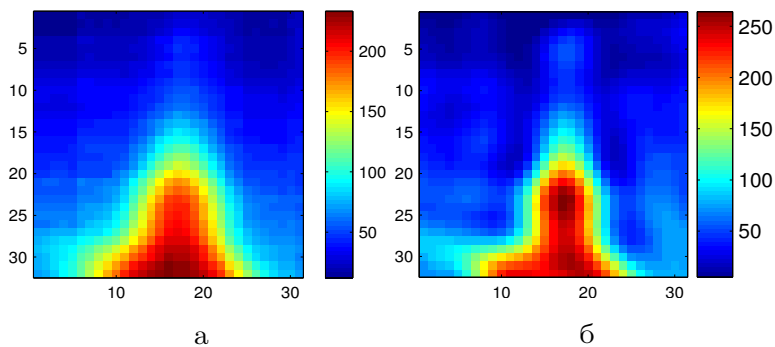


Рисунок 5.6. Многоканальное суперразрешение (фрагмент). а — исходное изображение; б — после 262 итераций.