

УДК 621.396.96

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОЕКЦИОННОГО ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО РАЗРЕШЕНИЯ ГРУППОВЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ

А. А. Чижов,

канд. техн. наук, доцент, заместитель начальника кафедры

А. С. Лебедев,

канд. техн. наук, преподаватель

А. В. Тараканов,

канд. техн. наук, преподаватель

А. Н. Курочкин,

адъюнкт

Военная академия войсковой ПВО им. Маршала Советского Союза А. М. Василевского

Приведен ряд оценок показателей разрешающей способности двумерных проекционных процедур обработки сигналов при часто встречающейся в приложениях функции рассогласования, характерной для локационных задач в условиях временных и частотных сдвигов эхо-сигналов отдельных рассеивателей.

Ключевые слова — обратная задача рассеяния, сверхрэлеевское разрешение, групповой рассеиватель, разрешающая способность.

Введение

В работе [1] рассмотрены вопросы аналитической оценки эффективности проекционного метода решения обратной задачи группового рассеяния, а также приведен расчетный пример для случая одномерного разрешения при функции рассогласования вида гауссоиды.

Заметно более высоких показателей разрешающей способности радиолокаторов по сравнению с одномерным (однопараметрическим) разрешением можно добиться при использовании процедур многомерного разрешения. Последние позволяют при прочих равных условиях обеспечить меньшие значения коэффициентов рассогласования между эхо-сигналами отдельных рассеивателей (отдельных целей из состава групповой сосредоточенной) и, в целом, функции неопределенностей в каждой практической задаче.

При некотором увеличении времени наблюдения и увеличении скоростей перемещения целей повышение размерности задачи разрешения естественно, так как помимо типовых параметров рассеивателей, таких как их радиальные дальности и скорости, а также пеленги, появляются и высшие производные этих параметров, что создает предпосылки для разработки многомерных систем технического зрения с достаточно высо-

кой разрешающей способностью (многомерных радиовизоров).

В настоящей статье приведен ряд оценок показателей разрешающей способности двумерных проекционных процедур обработки сигналов при часто встречающейся в практических приложениях функции рассогласования

$$\rho(\Delta_1, \Delta_2) = \text{triang } \Delta_1 \text{ sinc } \Delta_2,$$

где

$$\text{triang} = \Delta_1 \begin{cases} 1 - |\Delta_1| & \text{при } |\Delta_1| < 1; \\ 0 & \text{для других } \Delta_1. \end{cases}$$

Функция $\rho(\Delta_1, \Delta_2)$ является некоторой аппроксимацией главного лепестка типовых функций рассогласования для радиолокационных задач в условиях временных и частотных сдвигов эхо-сигналов отдельных рассеивателей.

Аналитическая оценка эффективности проекционного время-частотного разрешения

Многомерные функции рассогласования существенно расширяют «ассортимент» возможных конфигураций портретов групповых рассеивателей, подлежащих исследованию, и даже для двумерного случая вопросы исчерпывающей

оценки эффективности обработки наблюдаемых сигналов, а также анализ факторов, влияющих на эту эффективность, выходят за рамки одной статьи. Поэтому далее приведены результаты исследований только для случая парного рассеивателя (число отдельных рассеивающих элементов меньше или равно двум).

Корреляционная матрица ошибок проекционного оценивания вектора комплексных коэффициентов отражения обратна матрице Грама системы весовых сигналов [1]:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Q}^{-1}. \quad (1)$$

Необходимо подчеркнуть, что зависимость (1) указывает на целесообразность обобщения классического понятия функции неопределенностей Ф. Вудворда [2]. Так, функцию неопределенностей Ф следует определять величиной, обратной детерминанту матрицы Грама системы весовых сигналов:

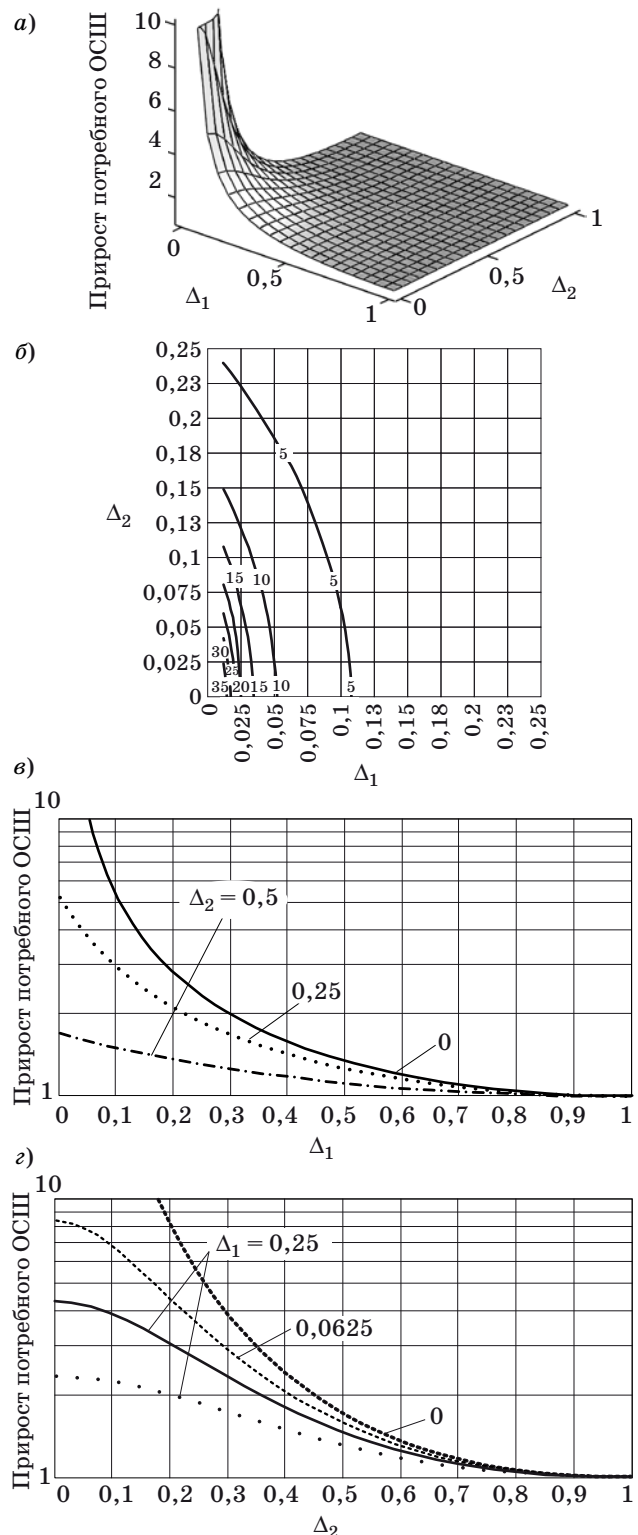
$$\Phi = |\mathbf{Q}|^{-1} = |\mathbf{V}|. \quad (2)$$

Из выражения (2) непосредственно вытекает важнейшее теоретическое положение, определяющее потенциальную устойчивость проекционного решения обратной задачи группового рассеяния: *квадрат объема эллипсоида рассеяния проекционной оценки вектора коэффициентов отражения отдельных рассеивающих элементов не зависит от самих коэффициентов и равен значению функции неопределенностей.*

Рассчитанные в соответствии с (1) для рассматриваемой функции рассогласования графические зависимости (рис. 1, а) определяют прирост отношения сигнал/шум (ОСШ) по эхо-сигналам отдельных рассеивателей из состава парного, потребного для их обнаружения с заданными показателями эффективности относительно ситуации обнаружения одиночного рассеивателя. Для удобства анализа на рис. 1, б–г показано топографическое изображение, а также вертикальные сечения диаграммы рис. 1, а.

Анализ приведенных зависимостей позволяет сделать следующие выводы.

Области, где требуется существенный (более 5–10 раз) прирост потребного для обнаружения отдельных рассеивателей ОСШ, представляют собой оживал с осями симметрии Δ_1 и Δ_2 (см. рис. 1, а, б). Оживал, соответствующий более чем пятикратному приросту ОСШ, имеет поперечные размеры порядка 0,1 и 0,25 вдоль осей Δ_1 и Δ_2 (см. рис. 1, б). Оживал, соответствующий более чем десятикратному приросту ОСШ, имеет поперечные размеры порядка 0,05 и 0,15 вдоль осей Δ_1 и Δ_2 (см. рис. 1, б).



■ Рис. 1. Прирост ОСШ, потребного для обнаружения отдельных рассеивателей из состава парного, для $\rho(\Delta_1, \Delta_2) = \text{triang } \Delta_1 \text{ sinc } \Delta_2$: а — рассчитанные графические зависимости; б — топографическая диаграмма; в — вертикальные сечения двумерной диаграммы вдоль оси Δ_1 ; г — вертикальные сечения двумерной диаграммы вдоль оси Δ_2

Указанные поперечные размеры оживала, естественно, равны аналогичным интервалам в соответствующих одномерных случаях. Однако особенность двумерной ситуации заключается в существовании достаточно значительных областей, где удаления отдельных рассеивателей по параметрам Δ_1 и Δ_2 меньше указанных поперечников, а потребный прирост в ОСШ не превышает указанных значений. Например, если удаление отдельных рассеивателей по параметру Δ_1 равно 0,05, а по параметру Δ_2 — 0,2 (см. рис. 1, б), то потребный энергетический прирост не превышает 5 раз для двумерного случая, хотя для одномерных ситуаций по отдельности потребности в энергетике возрастают десятикратно (см. рис. 1, в, г).

Анализ сечений (см. рис. 1, в, г) также показывает, что для рассматриваемой функции рассогласования сдвиги в положениях отдельных рассеивателей по параметру Δ_1 приводят к более существенному падению энергетических требований, чем сдвиги по параметру Δ_2 , поэтому эквивалентные оживалы (см. рис. 1, б) более вытянуты вдоль оси Δ_2 . Причины те же, что и причины более высокой эффективности одномерного разрешения при функции рассогласования $\rho(\Delta_1) = \text{triang } \Delta_1$ по сравнению с ситуацией $\rho(\Delta_2) = \text{sinc } \Delta_2$, а именно — более высокие значения коэффициента рассогласования во втором случае при фиксированных сдвигах по параметру (см. рис. 1, в, г).

Вид анализируемой двумерной функции рассогласования (помимо частоты встречаемости и важности для практических приложений) намеренно выбран таким, чтобы факторизация этой функции по отдельным параметрам приводила к разным одномерным функциям рассогласования. Это подчеркивает неоднородность многомерного разрешения по разрешаемым параметрам.

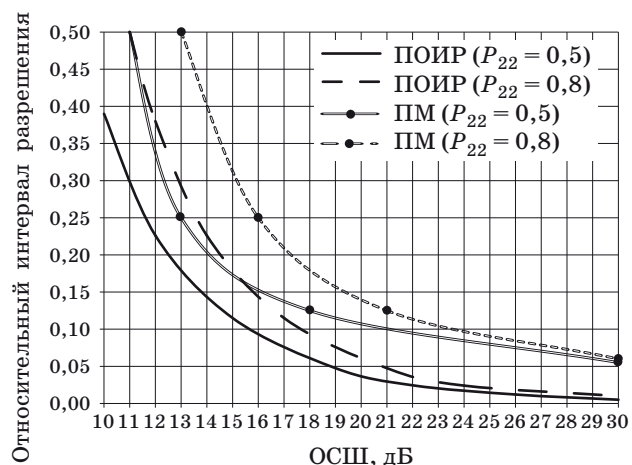
Оценка эффективности проекционного время-частотного разрешения с помощью имитационного математического моделирования

В качестве интегральной характеристики разрешающей способности радиолокатора может использоваться относительный интервал разрешения по какому-либо параметру. Под относительным интервалом разрешения понимается такое минимальное удаление между отдельными рассеивающими элементами (узлами сетки портрета), отнесенное к рэлеевскому пределу, при котором обеспечиваются требуемые показатели эффективности разрешения (далее — требуемые вероятности правильной оценки количества элементов группового рассеивателя при ограниченном сверху уровне ложных тревог).

Для выявления основных закономерностей многомерного разрешения из всего многообразия взаимных удалений рассеивателей по рассматриваемым параметрам удобно выбирать те ситуации, в которых сдвиги по отдельным параметрам равны (в рассматриваемом случае $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta$).

При таком подходе, например, можно графически отобразить одномерную зависимость интервала разрешения от ОСШ (более удобную для графического анализа в сравнении с двумерной). При этом под интервалом разрешения, по аналогии с одномерными ситуациями, понимается такое минимальное Δ , при котором достигаются заданные показатели эффективности разрешения (в частности, вероятности правильной оценки количества отдельных рассеивателей).

Рассчитанные аналитически (1) потенциально достижимые значения относительного интервала разрешения (ПОИР), а также оценки достигаемого с помощью проекционного метода (ПМ) относительного интервала разрешения, полученные с помощью имитационного математического моделирования [3], представлены на рис. 2. Моделирование соответствовало ситуации полной априорной неопределенности о положении отдельных рассеивающих элементов в составе парного. Амплитудные множители отдельных рассеивателей фиксированы и равны, взаимные фазы — случайны. ОСШ вычислялось по каждому рассеивателю. Полная априорная неопределенность процесса обработки нарушалась заданием внутренних отражающих границ для детальности пробной сетки по параметрам Δ_1 и Δ_2 (по параметру Δ_1 значение отражающей гра-



■ Рис. 2. Относительные интервалы разрешения парного рассеивателя для функции рассогласования вида $\rho(\Delta_1, \Delta_2) = \text{triang } \Delta_1 \text{ sinc } \Delta_2$ при заданных вероятностях P_{22} правильной оценки количественного состава парного рассеивателя и вероятности ложной тревоги $F = 0,05$

ницы принималось равным 0,125, по параметру $\Delta_2 = 0,5$).

Результаты моделирования для рассматриваемого случая подтвердили как адекватность приведенных аналитических оценок, так и сравнительно высокую, приближающуюся к потенциально возможной, разрешающую способность проекционного радиолокатора.

Полунатурные экспериментальные исследования эффективности проекционного время-частотного разрешения

Для подтверждения возможности и эффективности проекционного время-частотного разрешения групповых рассеивателей в радиолокаторах с квазинепрерывным излучением (КНИ) и высокой частотой повторения (ВЧП) импульсов были проведены полунатурные эксперименты (функциональная схема экспериментальной установки показана на рис. 3).

Генераторы высокочастотных сигналов G_4, G_5 формируют непрерывные гармонические колебания в диапазоне единиц—десятков мегагерц, поступающие одновременно на сигнальные входы импульсных модуляторов U_1, U_2 . Контроль требуемой частоты сигналов осуществляется электронно-счетными частотомерами A_1, A_2 .

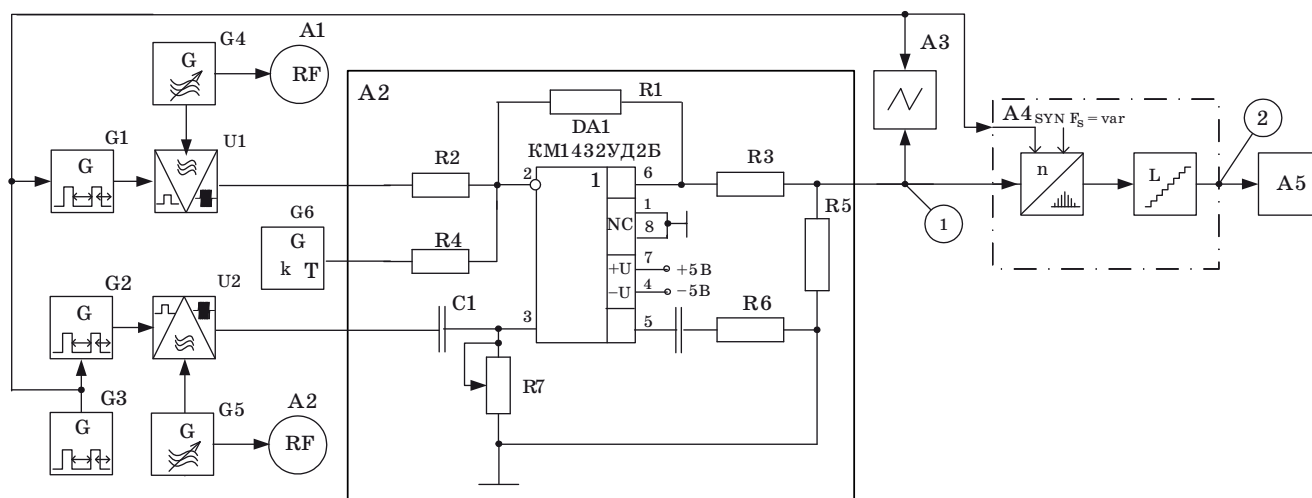
На управляющие входы импульсных модуляторов подаются сигналы с генераторов импульсов G_1, G_2 . Синхронизация всех элементов устройства осуществляется от генератора импульсов G_3 , синхроимпульсы с которого поступают также на осциллограф A_4 и плату аналого-цифрового преобразователя (АЦП) A_5 . Для обеспечения за-

держки колебаний друг относительно друга и синхроимпульса генераторы G_1, G_2, G_3 работают в режиме внешней синхронизации. Сформированные на выходах модуляторов прямоугольные радиоимпульсы подаются на вход сумматора A_3 . На него также поступает сигнал с генератора сигналов G_6 , используемого в качестве источника шумового напряжения (в собранной установке имеется также возможность регулировать ОСШ программно: подмешиванием к оцифрованному эхо-сигналу цифрового шума требуемой мощности). В сумматоре A_3 , выполненном на базе операционного усилителя (ОУ) в инвертирующем включении, осуществляется синфазное суммирование колебаний и образование аддитивной смеси сигнала с шумом. В режиме противофазного суммирования когерентных колебаний, в отличие от предыдущего случая, суммирование сигналов с выходов импульсных модуляторов U_1, U_2 осуществляется по обоим входам ОУ — так называемое параллельное суммирование. При использовании обоих входов ОУ сигналы имеют одинаковые по величине, но разные по знаку коэффициенты передачи.

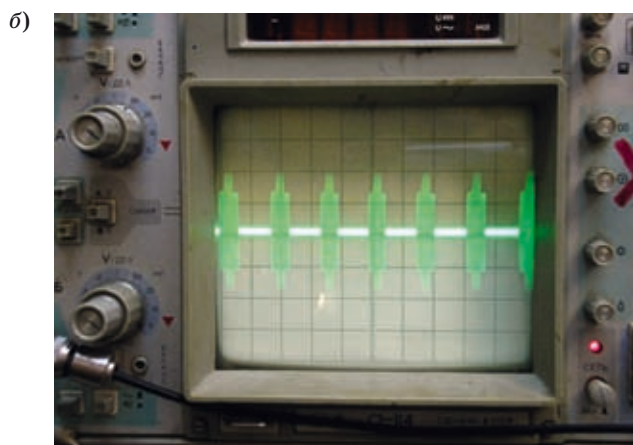
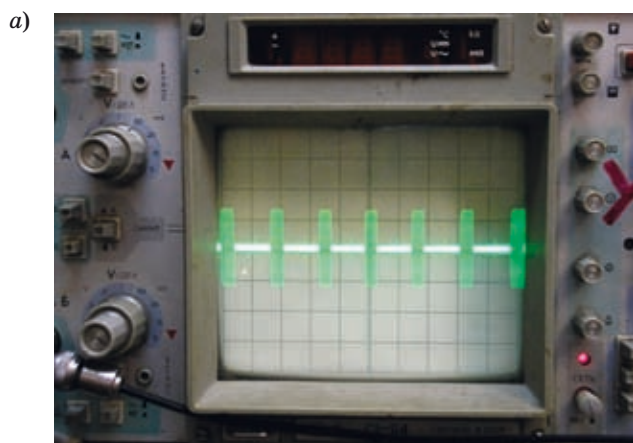
Суммарный сигнал подается одновременно на осциллограф A_4 (контрольная точка № 1) и плату АЦП A_5 . С выхода АЦП (контрольная точка № 2) цифровой сигнал подвергается обработке в соответствии с требуемым алгоритмом разрешения.

Вариант формирования сигналов для проведения полунатурного эксперимента по оценке разрешающей способности по радиальным дальности и скорости представлен на рис. 4, а, б.

Таким образом, сформированная на промежуточной частоте модель эхо-сигнала оцифро-



■ **Рис. 3.** Функциональная схема полунатурной модели групповой цели: A_1, A_2 — частотомеры электронно-счетные ЧЗ-53; A_3 — усилитель суммирующий; A_4 — осциллограф С1-23; A_5 — плата АЦП ADMD-DC2WB-L и модуль синтезатора частоты ADMDDS9852A; A_6 — персональная ЭВМ; G_1-G_3 — генераторы импульсов Г5-63; G_4, G_5 — генераторы сигналов высокочастотные Г4-176; G_6 — генератор шума; U_1, U_2 — модуляторы



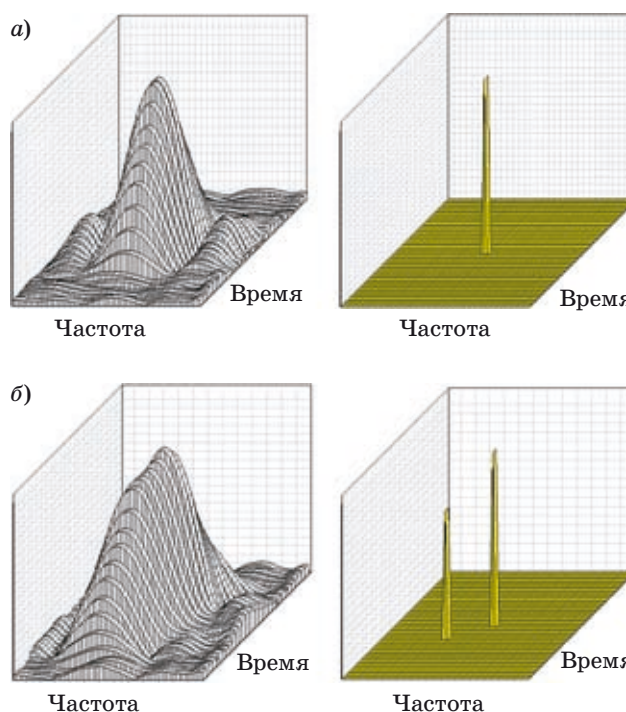
■ Рис. 4. Осциллограммы напряжений в контрольной точке № 1 при отсутствии шума: а — одиночный ВЧП-КНИ; б — два сигнала ВЧП-КНИ

вывалась с помощью submodule цифрового приема ADMDDC2WB-L и поступала на обработку в ПЭВМ. В состав submodule ADMDDC2WB-L входит аналого-цифровой преобразователь и преобразователь дискретных отсчетов сигнала в отсчеты квадратурных составляющих комплексной огибающей (КО) эхо-сигнала DDC AD6620. Основные технические характеристики экспериментальной установки приведены в таблице.

Отдельные результаты полунатурного эксперимента показаны на рис. 5, а, б. В целом результаты обработки полунатурных моделей эхо-сигналов как одиночного, так и парного рассеивателей подтвердили приведенные выше аналитические оценки потенциальных возможностей проекционного метода разрешения (см. рис. 1). Так, доказана существенно более высокая эффективность проекционного разрешения по сравнению со стандартной корреляционно-фильтровой обработкой. При типовых ОСШ (13–20 дБ) наблюдалось радикальное превышение рэлеевского пре-

■ Основные технические характеристики экспериментальной установки

Параметр	Значение
Длительность импульса в когерентной пачке, мкс	10
Период следования импульсов в когерентной пачке, мкс	40
Значение промежуточной частоты, МГц	24
Количество импульсов в когерентной пачке	32
Частота отсчетов квадратурных составляющих КО эхо-сигнала с выхода DDC AD6620, МГц	2
Количество разрядов АЦП на отсчет квадратурной составляющей КО эхо-сигнала	14



■ Рис. 5. Результаты обработки полунатурной модели эхо-сигнала одиночного (а) и парного (б) рассеивателей (на рис. б относительное расстояние рассеивателей порядка 0,25): слева — стандартная корреляционно-фильтровая обработка; справа — проекционное разрешение

дела (от 4 до 10 раз), при этом оценки положений отдельных рассеивателей на плоскости «время-частота» с высокой степенью точности соответствовали их истинным параметрам.

Заключение

Проекционные процедуры двумерного (многомерного) разрешения, т. е. разрешения по нескольким параметрам, характеризуются более

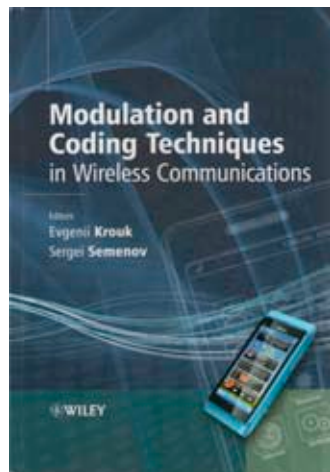
низкими требованиями к ОСШ по сравнению с одномерными процедурами [1]. Так, нередко ситуации, когда эхо-сигналы отдельных рассеивателей имеют такие частотные и временные сдвиги, при которых затруднительно их одномерное разрешение либо по времени, либо по частоте. При этом двумерное время-частотное разрешение возможно при несущественном повышении требований к ОСШ по сравнению с задачей обнаружения одиночного рассеивателя.

Еще более перспективным, особенно при увеличении длительности интервала когерентного накопления, представляется трехмерное разрешение: кроме анализируемых выше параметров к ним добавляется также и производная частоты эхо-сигнала, соответствующая случаю наличия радиальных ускорений у отдельных рассеивателей.

Исследования проводились при поддержке гранта президента Российской Федерации (№ МК-32.2009.10).

Литература

1. **Чижов А. А.** Аналитическая оценка эффективности разрешения групповых целей проекционными методами // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6 (43). С. 12–17.
2. **Вудворд Ф. М.** Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. — М.: Сов. радио, 1955. — 128 с.
3. **Чижов А. А., Тараканов А. В.** Цифровая модель первичной обработки сигналов в РЛС типа 9С32: Свидетельство об отраслевой регистрации разработки № 12335 / ФГНУ «Государственный координационный центр информационных технологий», 2009.



Krouk Evgenii, Semenov Sergei
 Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications. — UK.: John Wiley & Sons Ltd., 2011. — 680 p.: il. ISBN-978-0-4709-7677-7

Большое количество технических деталей, содержащихся в спецификациях стандартов, затрудняет определение взаимосвязи между стандартами и теоретическими результатами. Эта книга имеет целью охватить обе эти области, объясняя текущие и перспективные направления теории связи и показывая, как эти результаты используются в современных стандартах беспроводной связи.

Книга разделена на два основных раздела, описывающих методы модуляции, кодирования и множественного доступа. Вначале излагаются основы теории кодирования и модуляции, затем указывается, как эти концепции определяются и реализуются в современных системах беспроводной связи. Первый раздел посвящен основным процедурам и методам физического уровня сети, включая модуляцию, кодирование, выравнивание канала и множественный доступ. Во втором разделе рассматривается использование этих про-

цедур и методов в широком диапазоне стандартов беспроводной связи, включая WLAN, WiMax, WCDMA, HSPA, LTE и cdma2000.

Книгу можно приобрести на сайте издательства Wiley: <http://eu.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-0470745053.html>