

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 681.88

ОПТИМАЛЬНЫЕ И АДАПТИВНЫЕ МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ (ОБЗОР)

© 2014 г. Г. С. Малышкин, Г. Б. Сидельников

ОАО “Концерн ЦНИИ “Электронприбор”

197046 Санкт-Петербург, ул. Малая Посадская 30

E-mail: glebios@mail.ru.

Поступила в редакцию 09.12.2013 г.

Рассмотрены различные методы оптимальной и адаптивной обработки гидроакустических сигналов в условиях многолучевого распространения и рассеяния. Приводится анализ положительных и отрицательных сторон классических адаптивных алгоритмов (алгоритмов Кейпона, MUSIC, Джонсона) и “быстрых” проекционных алгоритмов в условиях многолучевого распространения и рассеяния сильных сигналов. Представлены классические оптимальные подходы по обнаружению многолучевых сигналов. Для обеспечения автоматического обнаружения слабых сигналов предлагается механизм контролируемого нормирования сильных сигналов. Представлены результаты моделирования работы различных алгоритмов обнаружения на линейной эквидистантной антенной решетке в условиях многолучевого распространения и рассеяния. Проводится анализ автоматического обнаружителя на основе классических или быстрых проекционных алгоритмов, проводящего оценку фона на основе медианной фильтрации или методом двустороннего пространственного контраста.

Ключевые слова: антенная решетка, классические и модифицированные нормированием адаптивные алгоритмы (Кейпона, Джонсона, MUSIC), “быстрые” проекционные алгоритмы, многолучевость, рассеяние, сильные и слабые сигналы, фокусирующие матрицы, автоматизированное обнаружение.

DOI: 10.7868/S0320791914050098

ВВЕДЕНИЕ

Задача настоящей статьи заключается в рассмотрении адаптивных методов гидроакустики как части общей задачи построения акустических адаптивных систем наблюдения, но с учетом особенностей, присущих как среде распространения, так и акустическим системам наблюдения.

Наиболее сложной задачей адаптивного приема в гидроакустике является получение надежных и стабильных результатов при использовании методов обработки, согласованных со средой распространения. Идеи и методы такой обработки, родившиеся более тридцати пяти лет назад, потребовали разработки новых методов описания характеристик среды и подстройки параметров опорных сигналов к свойствам принятых выборочных данных. Однако до настоящего времени не удалось найти надежные технические пути преодоления неопределенностей, связанных с неточностью знания параметров среды, что требует дальнейших научных исследований в этом направлении. Проблемы и трудности дальнейшего развития и совершенствования этого вида обработки рассматривались в обзорах [20, 21, 60] и многочисленных опубликованных источниках. Это направление находится в стадии дальнейше-

го анализа и развития для преодоления возникших трудностей.

Другое актуальное направление в области обработки гидроакустических сигналов относится к приему сигналов при их дальнем распространении, при котором происходит существенное нарушение когерентной структуры этих сигналов [18, 38–47] вследствие рассеяния при распространении. Работы в этом направлении посвящены как анализу влияния параметров среды распространения на когерентные свойства принимаемых сигналов, так и оптимизации методов приема таких сигналов в приемных трактах с различными вариантами ориентации приемных элементов. Отметим, что оптимальные методы приема этих сигналов основаны на определении ранга выборочных значений принятых выборок с последующей квадратичной обработкой и суммированием компонент сигналов. Поскольку на приемные тракты акустических систем воздействует одновременно несколько сигналов от разных источников, реализация адаптивных модификаций алгоритмов этого класса затруднена без использования априорной информации о структуре принимаемых сигналов.

Третье направление развития адаптивных методов в гидроакустике относится к обнаружению, разрешению и оценке параметров слабых сигналов в сложных помеховых ситуациях, в частности, к обнаружению слабых сигналов в режиме шумопеленгования при наличии сильных мешающих сигналов, что является основным содержанием настоящей работы.

Отметим, что в стабильных помеховых ситуациях методы оптимизации приема слабых сигналов, такие как максимизация коэффициента концентрации [66] и увеличение помехоустойчивости вертикальных антенн в поле анизотропных шумов моря [65], рассматривались и находили практическое применение в Советском Союзе еще в шестидесятых годах прошлого столетия. Вопросы оптимального приема сигналов обсуждались на различных конференциях и семинарах, публиковались в сборниках трудов и книгах [33–37].

Следующий этап исследований, направленный на адаптивную оптимизацию методов приема в динамических ситуациях, рассматривался начиная с начала семидесятых годов, однако практические успехи в этой области невелики до сих пор. Это связано не только с известным несовершенством отечественной элементной базы, но и с недостаточным пониманием особенностей акустической среды, а также конкретных способов внедрения адаптивных методов и алгоритмов в акустические средства.

Основными особенностями среды распространения гидроакустических сигналов при их адаптивном приеме являются:

- относительно малая скорость распространения, что приводит к частичному нарушению когерентной структуры широкополосных сигналов при распространении вдоль крупногабаритных антенн;

- сложная среда распространения, характеризующаяся условиями многолучевого распространения и наличием сильного рассеяния;

- широкий диапазон используемых частот;

- малое соотношение (много меньше единицы на выходе антенны) сигнал/помеха при обнаружении в режиме шумопеленгования наиболее слабых приоритетных сигналов, что в результате приводит к необходимости длительного накопления принимаемых сигналов в пространстве, по частоте и во времени, так что объем выборок на выходе крупногабаритных антенн достигает значений в десятки тысяч и более;

- широкий диапазон постоянно присутствующих более интенсивных мешающих сигналов, различающихся по интенсивности, направлению прихода, динамическим характеристикам, требующих быстрого обнаружения, оценки параметров и классификации, а также уменьшения их маскирующего действия;

- на результаты адаптивного приема оказывают сильное влияние технические параметры антенн, спектральной обработки, способы организации вычислительного процесса, учитывающие (или не учитывающие) особенности физических характеристик как слабых, так и мешающих сигналов;

- гидроакустические средства реализуются как широкополосные многоканальные, многоярусные системы наблюдения, их преимущества реализуются при обеспечении адаптивной защиты всей многоканальной многоярусной системы наблюдения, при этом критерием качества таких систем является обеспечение непрерывности наблюдения за слабыми сигналами в сложных ситуациях;

- при построении адаптивных алгоритмов их важнейшими характеристиками является быстрота реакции на изменение окружающей обстановки, возможность автоматизации процесса обнаружения и оценки параметров сигнала, устойчивость к вариациям параметров приемных трактов, искажениям при установке на объекте.

Методы и результаты разрешения достаточно сильных плосковолновых сигналов, подробно проанализированные в многочисленных работах по адаптации ([33, 34, 48, 49] и др.), показали достаточно оптимистическую картину возможности разрешения и сверхразрешения сигналов при больших отношениях сигнал/помеха.

Однако применительно к гидроакустическим сигналам сформулированные физические факторы вносят существенные негативные коррективы в эти результаты, полученные в рамках более простых моделей, что требует корректировки и самих адаптивных методов приема гидроакустических сигналов.

В данной статье анализ особенностей адаптивной обработки рассматривается как при формировании адаптивных пеленгационных рельефов в пределах используемого частотного диапазона, так и на этапе их обработки для автоматического обнаружения слабых сигналов и представления результирующей информации оператору.

В связи с этим рассматриваются классические методы адаптации и оцениваются их сильные и слабые стороны с позиций акустических приложений (раздел 1), пути совершенствования этих алгоритмов посредством контролируемого нормирования сильных сигналов (раздел 2). После анализа классических и быстрых проекционных алгоритмов сформулирован подход к применению последних для подавления сильных мешающих и последующего выделения слабых сигналов с использованием особенностей акустического поля (раздел 3). Далее, в разделе 4 на основе имитационного моделирования производится сравнение классических и “быстрых” алгоритмов

адаптации при построении пеленгационных рельефов и индикаторного устройства системы отображения обстановки.

В качестве модели сигнала далее используется смесь случайного центрированного гауссова процесса, обладающего пространственной корреляцией (полезный сигнал), и некоррелированного шума. Эта модель усложняется введением многолучевого распространения, эффекта Доплера, канала с рассеянием, учетом анизотропии результирующего фона и пространственной, временной и частотной корреляции флуктуаций сигнала.

1. КЛАССИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ АДАПТАЦИИ

Произведем, прежде всего, классификацию классических алгоритмов адаптации, рассматриваемых в дальнейшем, к которым относятся:

- алгоритмы когерентной компенсации мешающих сигналов [2, 11, 12, 50, 51];
- несобственноструктурные алгоритмы, основанные на обращении выборочных оценок корреляционных матриц входных выборок в элементах антенны или в сформированных пространственных каналах [5, 7–9, 48, 49];
- собственноструктурные алгоритмы, основанные на спектральном разложении выборочных оценок корреляционных матриц входной смеси в элементах антенны, в том числе проекционные алгоритмы этого класса [4–6, 10];
- “быстрые” проекционные алгоритмы, основанные на формировании проекционных матриц при непосредственном использовании входной выборки в элементах антенны без проведения пространственного спектрального анализа [31, 34, 50];
- алгоритмы, основанные на непосредственном вычислении параметров сигналов без построения пеленгационных рельефов (которые остались вне рамок настоящей работы).

1.1. Когерентная компенсация интенсивных мешающих сигналов

С использованием неадаптивного алгоритма Бартлетта оценка спектра в направлении j -го пространственного канала имеет вид

$$S_{bj} = \mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{R}} \mathbf{V}_j = \frac{1}{F_m} \sum_{F=1}^{F_m} \left| \mathbf{V}_j^{*T} \mathbf{X}_F \right|^2, \quad (1.1)$$

где $x_{jF}^*(n) = \mathbf{X}_F^{*T}(n) \mathbf{V}_j(n)$ – неадаптивный выходной эффект j -го пространственного канала на F -м временном интервале спектрального анализа;

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \frac{1}{F_m} \sum_{F=1}^{F_m} \mathbf{X}_F(n) \mathbf{X}_F^{*T}(n) \quad (1.2)$$

– выборочная оценка корреляционной матрицы сигналов в элементах антенны.

Идеи когерентной компенсации сильных сигналов с помощью опорных каналов были разработаны в работах [2, 12, 13], а применительно к современным методам шумопеленгования – в [50, 51]. В этом случае, после определения направлений на M_1 локальных источников, формируются ориентированные на них вспомогательные каналы. С помощью этих каналов осуществляется когерентная компенсация той части сильных сигналов, которые проникли в защищаемые каналы, ориентированные в зону наблюдения. В связи с небольшой эффективностью алгоритмов когерентной компенсации с помощью опорных каналов в условиях многолучевого распространения и рассеяния [52] ограничимся ссылкой на опубликованные источники, а обсуждение причин этого явления проведем в разделе 3.

1.2. Несобственноструктурные алгоритмы адаптации

К этому классу алгоритмов относится несобственноструктурный алгоритм Кейпона [9]

$$S_K = \frac{1}{\mathbf{V}_j^{*T} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{V}_j} = \frac{1}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\sum_{m=1}^{M_1} \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} + \sum_{i=M_1+1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^{*T} \right] \mathbf{V}_j}. \quad (1.3)$$

В соотношении (1.3) во втором равенстве условно выделены M_1 сильных сигналов, которые предполагаются уже обнаруженными с собственными числами λ_m и собственными векторами \mathbf{U}_m ; \mathbf{V}_j – вектор весовых коэффициентов (опорный вектор) j -го направления наблюдения.

К несобственноструктурным алгоритмам относятся алгоритмы теплового шума Борджотти–Лагунаса и семейство из L алгоритмов линейного предсказания, а также многочисленные модификации несобственноструктурных алгоритмов, рассмотренные в [14, 15]. Поскольку весь класс несобственноструктурных алгоритмов в условиях многолучевого распространения и рассеяния имеют примерно одинаковые проблемы, дальнейшее рассмотрение проведем для алгоритма Кейпона, а варианты усовершенствования других алгоритмов этого типа (в том числе нормирование сильных сигналов) приведены в [50, 51] и в настоящей работе.

1.3. Собственноструктурные алгоритмы адаптации

Другим направлением реализации адаптивных алгоритмов являются собственноструктурные ал-

горитмы Джонсона (EV), Шмидта (MUSIC) [4, 6, 10], построенные на использовании собственных чисел λ и собственных векторов \mathbf{U} помехового подпространства выборочной оценки матрицы $\hat{\mathbf{R}}$:

$$S_{\text{Дж}} = \frac{1}{\mathbf{v}_j^{*T} \left[\sum_{i=M+1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^{*T} \right] \mathbf{v}_j} = \quad (1.4)$$

$$= \frac{1}{\mathbf{v}_j^{*T} \left[\hat{\mathbf{R}}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{v}_j},$$

$$S_{\text{Ш}} = \frac{1}{\mathbf{v}_j^{*T} \left[\sum_{i=M+1}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^{*T} \right] \mathbf{v}_j} = \quad (1.5)$$

$$= \frac{1}{\mathbf{v}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^M \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{v}_j}.$$

В соотношениях (1.4)–(1.5) M – число разрешаемых сигналов, λ_m , \mathbf{U}_m – собственные числа и собственные векторы помехового и сигнального подпространств соответственно.

К собственноструктурным алгоритмам относится также семейство алгоритмов минимума нормы [5, 6], их описание и способы нормирования приведены в [50, 51].

Особенностью несобственноструктурных и собственноструктурных алгоритмов, рассмотренных в подразделах 1.2 и 1.3, является то, что для обнаружения слабых сигналов объем используемой выборочной корреляционной матрицы должен быть значительно больше, чем число элементов антенны, – как правило, не менее $4L$. Это предъявляет серьезные требования к стационарности принимаемых сигналов и может затруднить реализацию этих алгоритмов.

1.4. Проекционные алгоритмы, реализуемые без проведения пространственного спектрального анализа

Заслуживают внимания также проекционные алгоритмы [31, 34]

$$S_{\text{прт}} = \frac{1}{\mathbf{v}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_t \mathbf{v}_j}, \quad (1.6)$$

где

$$\hat{\mathbf{P}}_t = \mathbf{E} - \mathbf{X}_t \left[\mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T} \quad (1.7)$$

– проекционная матрица, сформированная на t -м интервале наблюдения с использованием K отсчетов входной выборки. Размерность обрабатываемой матрицы в (1.7) равна $K \times K$ и должна быть меньше числа элементов антенны, но больше, чем число источников, подлежащих обнаружению.

Увеличение времени накопления последнего алгоритма может быть обеспечено его усреднением на ряде последовательных интервалов наблюдения $1 \dots t \dots T$:

$$S_{iT} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{1}{\mathbf{v}_i^{*T} \mathbf{P}_t \mathbf{v}_i}. \quad (1.8)$$

Положительной чертой адаптивных алгоритмов (1.6), (1.8) является возможность осуществления операций обнаружения и оценки параметров (а также подавления) достаточно сильных сигналов по короткой выборке $K < L$, что определяет возможность применения этих алгоритмов к сигналам с быстро изменяющимися угловыми и спектральными характеристиками, то есть с малым временным интервалом стационарности.

1.5. Фокусирующие матрицы

Использование фокусирующих матриц предназначено для расширения условий формирования выборочных корреляционных матриц необходимого объема за счет использования для такой матрицы сигналов с различными номерами спектральных отсчетов, что позволяет получить ее необходимый объем за более короткий промежуток времени.

Идея фокусирующих матриц [27, 28] заключается в коррекции фазирующих векторов входной выборки в ограниченном частотном поддиапазоне к единой базовой частоте этого поддиапазона для того, чтобы исключить различие собственных векторов от одного источника на разных частотах, например, в пределах интервала частотной корреляции флуктуаций. Преобразование выборки производится с помощью соотношения

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}(n) \mathbf{X}(n), \quad (1.9)$$

где $\mathbf{X}(n)$ и $\mathbf{Y}(n)$ – выборка на частоте с номером n до и после корректировки; $\mathbf{T}(n)$ – фокусирующая матрица, преобразующая фазирующие вектора входной выборки от частоты, соответствующей n , к базовой частоте поддиапазона с номером n_0 ; T – интервал спектрального анализа.

Методы формирования фокусирующих матриц рассмотрены в [27, 28], а предложения по их применению – в [55]. Откорректированная входная выборка на любой частоте с номерами $n_{\text{min}} \dots n_{\text{max}}$ состоит из векторов наблюдения, соответствующих частоте с номером n_0 .

После корректировки (1.9) выборку для адаптивных алгоритмов можно формировать с помощью отсчетов, различающихся по времени или по частоте, либо с помощью комбинации этих отсчетов. При достаточно узкополосном спектральном анализе и небольших волновых размерах антенн возможно использование соседних частот без фокусировки, однако при этом необходимо учесть возможные потери.

1.6. Классические адаптивные алгоритмы в условиях многолучевого распространения

1.6.1. Многомерный пространственный спектральный анализ многолучевых сигналов. При наличии сигналов от нескольких многолучевых источников с полностью коррелированными сигналами лучей корреляционная матрица представится в виде суммы M матриц [29]:

$$\bar{\mathbf{R}}_{S\Sigma} = \sum_{m=1}^M \left(\sqrt{S_{m1}} \sum_{i_m=1}^{J_m} C_{mi} \mathbf{V}_{mi} \right) \left(\sqrt{S_{m1}} \sum_{l_m=1}^{J_m} C_{ml}^* \mathbf{V}_{ml}^{*T} \right), \quad (1.10)$$

где S_{m1} — интенсивность первого луча m -го сигнала, а C_{mi} — относительная амплитуда и фаза i -го луча. При этом ранг матрицы (1.10) будет равен числу когерентных групп лучей M , где J_m — количество лучей сигналов m -го источника.

Рассмотрим подробнее алгоритм определения направлений прихода когерентных лучей на примере одного двулучевого когерентного сигнала.

В этом случае соотношение (1.10) упростится и примет вид

$$\bar{\mathbf{R}}_S = \sqrt{S_1} (\mathbf{V}_1 + C_2 \mathbf{V}_2) \sqrt{S_1} (\mathbf{V}_1^{*T} + C_2^* \mathbf{V}_2^*). \quad (1.11)$$

Векторы направлений многолучевых сигналов $(\mathbf{V}_1 + C_2 \mathbf{V}_2)$ могут быть представлены в виде матричного произведения

$$\mathbf{V}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{C} = (\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2) \begin{pmatrix} 1 \\ C_2 \end{pmatrix}, \quad (1.12)$$

где матрица $\mathbf{V}(\theta_1, \theta_2) = (\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2)$ размерности $L \times 2$ состоит из двух векторов-столбцов \mathbf{V}_1 и \mathbf{V}_2 , описывающих направления прихода лучей, а коэффициент C_2 в векторе-столбце $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ C_2 \end{bmatrix}$ характеризует относительную амплитуду и фазу второго луча по отношению к первому.

После определения собственных чисел и собственных векторов корреляционной матрицы

$$\mathbf{R} = N\mathbf{E} + S_1 (\mathbf{V}_1 + C_2 \mathbf{V}_2) (\mathbf{V}_1^{*T} + C_2^* \mathbf{V}_2^*) \quad (1.13)$$

ранг помехового подпространства равен $(L - 1)$, и проекционная матрица помехового подпространства примет вид

$$\hat{\mathbf{P}} = \sum_{i=2}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^{*T}, \quad (1.14)$$

где $\mathbf{U}_i (i = 2, \dots, L)$ — собственные векторы, соответствующие $(L - 1)$ минимальным собственным числам матрицы (1.14). Собственный вектор сигнального подпространства \mathbf{U}_1 соответствует первому (максимальному) собственному числу, порожденному смесью сигнала и помехи.

При этом в силу ортогональности собственных векторов сигнального и помехового подпространства

$$\hat{\mathbf{P}}(\mathbf{V}_1(\theta_1) + C_2 \mathbf{V}_2(\theta_2)) = 0. \quad (1.15)$$

В работе [29] сформулирован алгоритм, аналогичный алгоритму MUSIC (1.5), для многолучевого сигнала

$$S(\theta_1, \theta_2) = \left[\min_c \frac{\mathbf{C}^{*T} \mathbf{V}^{*T}(\theta_1, \theta_2) \hat{\mathbf{P}} \mathbf{V}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{C}}{\mathbf{C}^{*T} \mathbf{V}^{*T}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{V}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{C}} \right]^{-1}, \quad (1.16)$$

где $S(\theta_1, \theta_2)$ характеризует пространственный спектр многолучевого сигнала при совместном приходе лучей с направлений θ_1 и θ_2 .

Соотношение (1.16) имеет структуру, подобную (1.5), однако вектор-столбец $\mathbf{V}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{C}$ содержит три независимых параметра — неизвестные направления прихода сигналов лучей θ_1, θ_2 и коэффициент C_2 , характеризующий относительную амплитуду и фазу сигнала второго луча относительно первого. Следовательно, решение уравнения (1.16) (методом перебора) должно включать получение пары пеленгов θ_1 и θ_2 при любых значениях относительных амплитуд и фаз, заложенных в векторе-столбце \mathbf{C} , с последующим определением и коэффициента C_2 .

1.6.2. Обнаружение многолучевых сигналов с помощью пространственного сглаживания. Идея пространственного сглаживания применима для линейной эквидистантной решетки [19]. В этом случае вся антенна, состоящая из L элементов, разбивается на последовательность частных антенных решеток меньшей размерности, сдвинутых на один элемент друг относительно друга. Таких решеток будет K , и каждая из них имеет свою корреляционную матрицу, состоящую из части полной корреляционной матрицы размерности $L \times L$. Усредненная корреляционная матрица

$$\mathbf{R}_S = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{R}_{S_k}, \quad (1.17)$$

где k — число элементов, на которое сдвинута k -я антенна по отношению к первым L_1 элементам ($k = 0 \dots L - L_1$). Матрица (1.17) имеет ранг, равный K , и если это число больше числа лучей, то при обработке сигналы, соответствующие частным векторам (1.17), будут восприниматься как принадлежащие некоррелированным источникам и, следовательно, выделяться с помощью рассмотренных собственноструктурных или не-собственноструктурных алгоритмов. Недостатком пространственного сглаживания является сокращение эффективного размера антенны примерно в два раза.

1.6.3. Обнаружение многолучевых сигналов при теплицевой матрице распределенных помех. Данный раздел посвящен рассмотрению случая воздействия на линейную эквидистантную антенну коррелированных сигналов в условиях многолу-

чевого распространения, описываемых корреляционной матрицей (1.10), и помех, описываемых неизвестной теплицевой корреляционной матрицей, то есть матрицей, свойства элементов которой зависят от разницы номеров элементов [15].

Для наиболее простого случая воздействия двулучевого сигнала корреляционная матрица смеси сигнала и помехи примет вид

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_S + \mathbf{Q} = \mathbf{V}\mathbf{S}\mathbf{V}^{*T} + \mathbf{Q} = [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2] \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\alpha \\ \sigma_1\sigma_2\alpha^* & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^{*T} \\ \mathbf{V}_2^{*T} \end{bmatrix} + \mathbf{Q}, \quad (1.18)$$

где первое слагаемое определяет корреляционную матрицу двулучевого сигнала с векторами направления

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2], \quad (1.19)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\alpha \\ \sigma_1\sigma_2\alpha^* & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

– корреляционная матрица сигналов лучей с дисперсиями σ_1^2 и σ_2^2 и нормированными взаимно корреляционными коэффициентами $\alpha = \rho e^{j\gamma}$, где ρ – обобщенный коэффициент и γ – фаза корреляции; \mathbf{Q} – теплицева матрица распределенной помехи.

Представим корреляционную матрицу \mathbf{S} в виде суммы двух матриц:

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_1 + \mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \alpha\sigma_1\sigma_2 \\ \alpha^*\sigma_1\sigma_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

где первое слагаемое характеризует дисперсии принимаемых сигналов, а второе – корреляционные связи между сигналами лучей.

Используя (1.21), корреляционную матрицу размерности $L \times L$ двулучевого сигнала можно представить в виде суммы

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_S &= \mathbf{R}_{ST} + \mathbf{H} = \\ &= [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2] \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^{*T} \\ \mathbf{V}_2^{*T} \end{bmatrix} + \\ &+ [\mathbf{V}_1 \ \mathbf{V}_2] \begin{bmatrix} 0 & \alpha\sigma_1\sigma_2 \\ \alpha^*\sigma_1\sigma_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^{*T} \\ \mathbf{V}_2^{*T} \end{bmatrix} = \\ &= \left(\sigma_1^2 \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_1^{*T} + \sigma_2^2 \mathbf{V}_2 \mathbf{V}_2^{*T} \right) + \sigma_1\sigma_2 \left(\alpha^* \mathbf{V}_2 \mathbf{V}_1^{*T} + \alpha \mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2^{*T} \right). \end{aligned} \quad (1.22)$$

В формуле (1.22) первое и второе слагаемые (\mathbf{R}_{ST} , \mathbf{H}) определяют теплицевую и нетеплицевую составляющие корреляционной матрицы. С учетом (1.22) соотношение (1.18) можно представить в виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{ST} + \mathbf{Q} + \mathbf{H} = \mathbf{T} + \mathbf{H}, \quad (1.23)$$

где \mathbf{T} – теплицева часть корреляционной матрицы смеси сигнала и помех

$$\mathbf{T} = \mathbf{R}_{ST} + \mathbf{Q}, \quad (1.24)$$

\mathbf{H} – эрмитова нетеплицева часть корреляционной матрицы сигнала. Теплицева матрица удовлетворяет следующему свойству:

$$\mathbf{T} = \mathbf{E}_k \mathbf{T}^T \mathbf{E}_k, \quad (1.25)$$

где \mathbf{T}^T – транспонированная теплицева матрица \mathbf{T} ;

$$\mathbf{E}_k = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

– $n \times n$ перестановочная (обменная, контрдиагональная) матрица размерности $L \times L$, в которой L единиц расположены на побочной диагонали, а остальные элементы равны нулю.

Составим матрицу $\tilde{\mathbf{R}}$, модифицируя (1.23):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}} &= \mathbf{E}_k \mathbf{R}^T \mathbf{E}_k = \\ &= \mathbf{E}_k \mathbf{T}^T \mathbf{E}_k + \mathbf{E}_k \mathbf{H}^T \mathbf{E}_k = \mathbf{T} + \mathbf{E}_k \mathbf{H}^* \mathbf{E}_k, \end{aligned} \quad (1.27)$$

и используем ее для составления разностной матрицы

$$\mathbf{R} - \tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{T} + \mathbf{H} - \mathbf{T} - \mathbf{E}_k \mathbf{H}^* \mathbf{E}_k = \mathbf{H} - \mathbf{E}_k \mathbf{H}^* \mathbf{E}_k. \quad (1.28)$$

Заметим, что разностная матрица (1.28) не зависит от корреляционной матрицы помех и теплицевой части матрицы сигнала. В работе [15] показано, что структура матриц \mathbf{H} и $\mathbf{E}_k \mathbf{H}^* \mathbf{E}_k$ подобна и имеет ранг, равный двум, и в матрице (1.28) ($L-2$) собственных векторов, соответствующих нулевым собственным числам, лежат в подпространстве собственных векторов помех. Вычислим псевдоспектр

$$\hat{S}_c(\theta) = \frac{1}{\sum_{i=3}^L \left| \mathbf{V}_c^{*T}(\theta) \mathbf{U}_i \right|^2}, \quad (1.29)$$

где \mathbf{U}_i – собственные векторы матрицы (1.28), соответствующие нулевым собственным числам, а $\mathbf{V}_c(\theta)$ – вектор, задающий направление поиска максимума $\hat{S}_c(\theta)$. При $\theta = \theta_1$ или θ_2 соотношение (1.29) должно обеспечить выброс, указывающий на направление прихода коррелированного сигнала.

Свойства матрицы (1.28) сохраняются при воздействии сигнала, состоящего из p лучей и, следовательно, используя соотношение (1.29), можно определить направления на все лучи многолучевых когерентных коррелированных сигналов.

При совместном воздействии плосковолновых сигналов и взаимно когерентных лучей первые определяются обычными методами разделов 1.2 и 1.3, а когерентные – с помощью описанного метода.

1.7. Обнаружение и оценка параметров сигналов

1.7.1. Определение количества сигналов. Существенной особенностью классических наиболее эффективных собственноструктурных адаптивных алгоритмов [4, 6, 10, 14, 16] является необходимость определения числа обнаруживаемых сигналов. Поэтому перед применением этих алгоритмов оценивается число обнаруживаемых сигналов [23, 24]. Для матрицы размерности $L \times L$, сформированной из F_m выборочных отсчетов по критерию минимальной размерности описания (MDL), число сигналов d соответствует минимуму функции

$$d = -F_m(L-d) \lg \frac{\left[\prod_{d+1}^L \lambda_n \right]^{1/(L-d)}}{\frac{1}{L-d} \sum_{d+1}^L \lambda_n} + \frac{1}{2} d(2L-d) \lg F_m, \quad (1.30)$$

где λ_n — собственные числа подпространства помех и F_m — объем выборки для формирования матрицы.

Формула (1.30) получена в предположении, что в рассматриваемой матрице присутствует некоторое количество собственных чисел, обусловленных помехой в виде белого шума, с примерно равным уровнем собственных чисел, а число сигналов равно числу элементов антенны минус число таких собственных чисел помехового фона. Нетрудно видеть, что такое предположение о составе оценки корреляционной матрицы является слишком упрощенным для гидроакустики, поскольку рассеянные компоненты сильных сигналов и анизотропный фон формируют собственные числа значительно большие, чем собственные числа, формируемые слабыми сигналами [59].

1.7.2. Обнаружение и оценка параметров многих сигналов. При работе гидроакустического средства практически всегда присутствуют отметки многих целей, находящихся в зоне обзора. При обнаружении и оценке параметров каждой цели в отдельности возникает проблема взаимного влияния сигналов друг на друга и получения достоверных данных о наличии и параметрах каждой цели в отдельности. Этот вопрос обстоятельно анализировался в литературе, например, в [25, 26, 33, 48, 49] и многих других работах. При приеме плосковолновых сигналов наиболее высокую разрешающую способность по угловой координате обеспечивают все сверхразрешающие алгоритмы, рассмотренные в разделах 1.2 и 1.3. Количественные исследования разрешающей способности для плосковолновых моделей сигналов, проведенные в [33, 48], показали возможности разрешения сигналов с угловым различием до 0.01 от полураствора ХН при достаточно большом отношении сигнал/помеха. Для дальнейшего улучшения разре-

шающей способности предложены комбинированные методы разрешения сигналов, сущность которых заключается в использовании для измерений целых семейств алгоритмов (как несобственноструктурных [48], так и собственноструктурных [11, 64]) с последующим принятием решения о направлении на источник по совокупности результатов всех измерений.

Реализация этих предложений в существенной степени затруднена для гидроакустических приложений ввиду особенностей как сигналов, так и приемных трактов. Так, ограниченный интервал спектрального анализа приводит к появлению дополнительной помехи [53, 55], что автоматически ограничивает отношение сигнала к помехе при близких угловых координатах источников. Наличие многолучевого распространения и рассеяния приводит к существенному изменению физических основ формирования собственных чисел оценок корреляционных матриц [57, 59], а отношения сигнал/помеха, подлежащие обнаружению (до -20 дБ на выходе антенны), создают существенные сложности как обнаружения, так и оценки параметров сигналов. Все это приводит к появлению анизотропного помехового фона (подчас нестационарного во времени), на фоне которого необходимо зафиксировать минимальные приращения от слабых сигналов при наличии мощных отметок, обусловленных сильными источниками.

Важной особенностью известных адаптивных алгоритмов является то, что основные классические адаптивные алгоритмы, рассмотренные в подразделах 1.2–1.6, не обеспечивают точную оценку спектральных уровней достаточно сильных принимаемых сигналов, так как этот уровень зависит от большого числа факторов, не связанных прямо с амплитудами анализируемых воздействий. При оценке амплитуд сильных сигналов самые надежные результаты обеспечивает алгоритм Бартлетта после устранения ошибок, обусловленных взаимным влиянием сильных сигналов друг на друга. Вопросам совместного измерения угловых координат источников посвящена обширная литература (например, [25, 26]). Сущность рекомендаций по совместной оценке угловых координат многих источников заключается в реализации многошаговых рекуррентных процедур последовательной корректировки текущих пеленгов по критерию близости входной выборки к измеряемой системе источников.

Как правило, современные гидроакустические комплексы обеспечивают измерение угловых координат всех обнаруженных источников, в результате чего в направлении на каждый обнаруженный источник может быть сформирован свой вектор направления $\mathbf{V}_m(n)$. Совокупность векторов от всех обнаруженных источников может быть представлена матрицей $\mathbf{V}(n) = [\mathbf{V}_1(n) \dots \mathbf{V}_m(n) \dots \mathbf{V}_M(n)]$.

Матрица оценки спектральных уровней всех сигналов может быть получена по формуле

$$\hat{S}(n) = \left(\mathbf{V}^{*T}(n) \mathbf{V}(n) \right)^{-1} \mathbf{V}^{*T}(n) \left[\hat{\mathbf{R}}(n) - \hat{\mathbf{N}}(n, \alpha) \right] \times \mathbf{V}(n) \left(\mathbf{V}^{*T}(n) \mathbf{V}(n) \right)^{-1}, \quad (1.31)$$

которая учитывает как уровень каждого сигнала, так и их взаимное влияние;

$$\mathbf{S}(n) = \begin{pmatrix} S_1(n) & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & S_m(n) & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & S_M(n) \end{pmatrix}, \quad (1.32)$$

$\hat{\mathbf{R}}(n)$ – выборочная оценка корреляционной матрицы на элементах антенны; $\hat{\mathbf{N}}(n, \alpha)$ – уровень анизотропной распределенной помехи в зависимости от направления наблюдения α .

Для слабых сигналов их уровень трудно измерить, так как необходимо зафиксировать малое приращение отметки слабого сигнала над большим уровнем помехового фона. На первом этапе обработки при выделении слабых сигналов адаптивные алгоритмы должны обеспечить максимальное ослабление влияния многолучевого распространения и рассеяния сильных сигналов, что связано с минимизацией помехового фона $\hat{\mathbf{N}}(n, \alpha)$. Далее проводится его оценка и стабилизация для установки порогов и выделения всех наблюдаемых сигналов. Именно в решении этих двух задач наиболее ярко проявляется специфика акустических приложений и трудности обнаружения и разрешения гидроакустических сигналов.

2. НОРМИРОВАНИЕ СИЛЬНЫХ СИГНАЛОВ В КЛАССИЧЕСКИХ АЛГОРИТМАХ АДАПТАЦИИ

Типовой ситуацией при работе гидроакустического средства шумопеленгования является наличие в зоне обзора нескольких (часто многочисленных) источников с различным уровнем излучаемых акустических полей. Для обнаружения каждого сигнала в отдельности (в особенности, самого слабого) необходимо не только достаточное превышение регулярной составляющей отметки этих сигналов над флуктуациями уровня фона, но и наличие заметности (контрастности) отметки каждого из этих сигналов. Обычно последнее требование реализуется при наличии отдельной отметки от каждого сигнала с провалом в пеленгационном рельефе между разными отметками не менее 1–3 дБ. В условиях многолучевого распространения и рассеяния пеленгационные рельефы формируют анизотропный фон, обусловленный как когерентными, так и рассеянными

составляющими сильных сигналов. Обнаружение слабых сигналов становится возможным при использовании контрастных алгоритмов, позволяющих выделить их отметки над анизотропным фоном. При этом именно требование достаточной контрастности отметки является трудновыполнимым, и часто именно оно ограничивает возможность разрешения отметок слабых сигналов.

Одним из направлений повышения разрешающей способности при обнаружении слабых сигналов является устранение из суммарного пеленгационного рельефа отметки когерентной части сильного сигнала, что позволяет более надежно зафиксировать отметку слабого сигнала. Это дает основание для разделения задач обнаружения сильных сигналов (более простая задача) и обнаружения слабых сигналов, максимально упростив ее уменьшением маскирующего действия сильных сигналов. Одним из эффективных методов такого разделения для повышения разрешающей способности для слабых сигналов является использование нормирования сильных сигналов [50]. Следует отметить, что вариант нормирования, рассмотренный в [50], разработан применительно к приему сигналов при наличии белого шума. При такой нормировке сильных сигналов, содержащих рассеянную компоненту, формируется излишне глубокое их подавление, что приводит к искажению пеленгационных рельефов и появлению ложных отметок при использовании контрастных алгоритмов. В настоящей работе предлагается вариант контролируемого нормирования сильных сигналов, которое устраняет этот недостаток. Его задачей является формирование плавно изменяющегося анизотропного фона, порожденного распределенной помехой и рассеянными компонентами сильных сигналов, в котором контрастно выделяются локальные отметки слабых сигналов.

2.1. Контролируемое нормирование алгоритмов, основанных на обращении выборочных оценок корреляционных матриц

Нормировка алгоритма Кейпона (1.3) может быть реализована с использованием M_1 старших собственных чисел λ_m и собственных векторов \mathbf{U}_m :

$$S_{jKH} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \left(1 - \frac{1}{\lambda_m^r} \right) \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{V}_j}. \quad (2.1)$$

Следует отметить, что нормирование выходных эффектов в алгоритме (2.1) достигается с использованием спектрального разложения матрицы, в результате чего несобственноструктурный алгоритм (1.3) становится собственноструктурным.

В формулах (2.1) M_1 — число обнаруженных сильных локальных источников, которые выступают как помехи при обнаружении и оценке параметров более слабых сигналов, а коэффициент r позволяет проводить контролируемое ограниченное нормирование сильных сигналов при наличии сильного рассеяния.

2.2. Контролируемое нормирование собственных структурных алгоритмов

Алгоритмы Джонсона (1.4) и Шмидта (1.5) с контролируемым нормированием сильных сигналов принимают вид

$$S_{j\text{ДЖН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \left(1 - \frac{1}{\lambda_m^{r_1}} \right) \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{R}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}, \quad (2.2)$$

$$S_{j\text{ШН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[1 - \sum_{m=1}^{M_1} \left(1 - \frac{1}{\lambda_m^{r_2}} \right) \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^M \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}. \quad (2.3)$$

В формулах (2.2), (2.3) в числителе формируется сумма M_1 собственных векторов, сформированных на первом этапе измерения параметров сильных сигналов, откорректированных с помощью показателей r_1 и r_2 с учетом наличия рассеяния в мешающем сигнале. В знаменателе M дополнительно включает число сигналов, которые еще не обнаружены ($M_1 + 1 \dots M$), в том числе после дополнительного накопления спектров (2.2), (2.3) по времени и по частоте, необходимого для обнаружения слабых сигналов.

В алгоритмах (2.2), (2.3) подавление M_1 мешающих сигналов обеспечивается M_1 собственными векторами, соответствующими M_1 старшим собственным числам. Для контроля глубины нормирования сильных сигналов при наличии рассеяния в числителях алгоритмов (2.2), (2.3) используются коэффициенты r_1 и r_2 , контролирующие глубину подавления когерентной части мешающего сигнала. Подробное исследование нормированных классических алгоритмов при обнаружении слабых сигналов в присутствии мощных частично рассеянных сигналов является интересным направлением дальнейших исследований.

2.3. Нормирование "быстрого" проекционного алгоритма

Оценка спектральных уровней слабых сигналов на интервале спектральных отсчетов может производиться по формуле [50, 54, 56]

$$S_{\text{пр}jt} = \frac{\sum_{k=1}^K \mathbf{A}_{jt}^{*T} \mathbf{X}_{kt} \mathbf{X}_{kt}^{*T} \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \mathbf{P}_{clt} \mathbf{V}_j} = \frac{1}{T\mu} \sum_{t=1}^T \frac{\mathbf{A}_{jt}^{*T} \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{clt} \mathbf{V}_j}, \quad (2.4)$$

где

$$\hat{\mathbf{R}}_t = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{kt} \mathbf{X}_{kt}^{*T} \quad (2.5)$$

— выборочная оценка корреляционных матриц на t -й группе подвыборок;

$$\mathbf{A}_{jt} = \hat{\mathbf{P}}_t \mathbf{V}_j = \left(\mathbf{E} - \mathbf{X}_t \left[\mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t + \mu \mathbf{E}_L \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T} \right) \mathbf{V}_j \quad (2.6)$$

— весовые коэффициенты размерности (с использованием ортогонального проектора (1.7)) при суммировании сигналов от элементов антенны в j -м направлении на t -м временном интервале.

В другом варианте усредняется выходной эффект числителя алгоритма (2.4), который может нормироваться умножением на выходной эффект алгоритма (1.8):

$$S'_{it} = \frac{1}{\mu T} \left[\sum_{i=1}^T \mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_i \mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^{*T} \mathbf{P}_i \mathbf{V}_i \right] \frac{1}{T} \left[\sum_{i=1}^T \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_i \mathbf{V}_i} \right], \quad (2.7)$$

при этом операция подавления сильных сигналов реализуется на каждом частном интервале t при умножении входной выборки на ортогональный проектор \mathbf{P}_t в левом сомножителе (2.7), а нормирующий сомножитель в правой части (2.7) обеспечивает восстановление выходного эффекта от "проколов", сформированных в направлениях на сильные сигналы.

Принципиальным преимуществом алгоритмов (2.4), (2.7), основанных на применении ортогонального проектора (1.7), является использование "быстрой" адаптивной процедуры подавления сильных сигналов при объеме выборки, существенно меньшей, чем число элементов антенны. Этот проектор далее используется согласно (2.4), (2.7) для выделения, накопления и нормирования результатов наблюдения, обеспечивающих обнаружение слабых сигналов. Эти возможности базируются на свойстве сильных сигналов формировать собственные числа и собственные векторы уже при объеме выборки существенно меньшей, чем число элементов антенны [31, 34].

Определяющим параметром алгоритмов (2.4), (2.7) является размер выборки K , используемой для построения ортогонального проектора (1.7). Размер K ортогонального проектора должен быть таким, чтобы подавить достаточное число сильных мешающих составляющих, содержащихся в анализируемой выборке. С другой стороны, оставшиеся собственные числа и векторы ($L - K$) должны сохранить информацию о параметрах помех и слабых сигналов, которые должны проявиться в про-

цессе накопления выборки, очищенной от мешающего воздействия сильных сигналов.

Сложность применения классических алгоритмов с адаптацией в элементах антенны (1.3)–(1.5) и (2.1)–(2.3) заключается в необходимости формирования большого объема выборки ($4L$), что не всегда возможно в силу ограниченного интервала стационарности входной выборки. Эту сложность можно преодолеть совместным применением “быстрых” адаптивных алгоритмов на основе проекционных (квазипроекционных) алгоритмов (2.4), (2.7) при использовании группы спектральных отсчетов.

3. АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ КЛАССИЧЕСКИХ И БЫСТРЫХ ПРОЕКЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотренные классические адаптивные алгоритмы имеют определенные трудности их применения к гидроакустическим задачам обнаружения слабых сигналов, обусловленные рассмотренными ранее особенностями акустики.

При реализации методов подавления локальных источников с помощью вспомогательных каналов, ориентированных на локальные помехи, их эффективность снижается при расширении пространственных спектров сигналов локальных помех за счет многолучевого (многомодового) распространения. При этом на компенсационный пространственный канал действует несколько сигналов с различными (хотя и близкими) направлениями прихода, и их подавление с помощью одного весового коэффициента становится неэффективным. Увеличение числа вспомогательных каналов до величины больше (или равной) числа мешающих факторов требует информации о подробной структуре мешающих сигналов, которую не всегда можно получить в точке приема. В целом акустическая ситуация, в силу большого числа мешающих факторов, оказывается слишком сложной, чтобы подавлять сильные и обнаруживать слабые сигналы с помощью алгоритмов с небольшим числом адаптивно регулируемых коэффициентов.

При реализации классических алгоритмов, основанных на обращении либо спектральном анализе выборочных оценок корреляционных матриц объема ($4L$), их формирование затруднено в силу ограниченного интервала стационарности принятого процесса во времени. В связи с этим становится практически неизбежным использование для формирования выборочных оценок сигналов соседних спектральных отсчетов после их корректировки (или без корректировки) с помощью фокусирующих матриц.

Вследствие ограниченной скорости звука существенное дополнительное маскирующее дей-

ствие вблизи направления на мешающие сигналы проявляется за счет частичного нарушения их пространственной когерентности при ограниченном интервале спектрального анализа. Оно проявляется при любом способе формирования оценки корреляционной матрицы и уменьшается при сокращении отношения времени пробега сигнала вдоль антенны l к интервалу спектрального анализа T .

Многолучевое распространение мешающих сигналов означает расширение пространственной зоны мешающего воздействия, что приводит к появлению дополнительных собственных чисел и собственных векторов в мешающем колебании, в особенности при наличии доплеровского эффекта [59]. Отметим, что использование фокусирующих матриц позволяет предотвратить расширение пространственного спектра сигналов при использовании в выборочной оценке корреляционной матрицы спектральных отсчетов плосковолновых сигналов с различными номерами. В условиях многолучевого распространения появляется расширение пространственного спектра сигналов, обусловленное более значимым фактором — приходом сигналов отдельных лучей (мод) из отличающихся направлений, что приводит к снижению эффективности применения фокусирующих матриц.

Маскирующее воздействие сильных сигналов существенно усиливается при наличии в мешающем колебании рассеяния. Этот эффект становится особенно сильным при формировании выборочной оценки корреляционной матрицы на интервале, существенно большем интервала корреляции флуктуаций поля во времени и по частоте. С этой точки зрения классические алгоритмы, основанные на формировании корреляционной матрицы полного объема ($4L$), оказываются в наиболее сложном положении, поскольку усредненный эффект рассеянного поля вносит часть энергии мешающего сигнала в направления поиска слабых сигналов.

Существенным ограничением возможности применения классических алгоритмов типа MUSIC (формулы (1.5), (2.3)) является жесткая фиксация числа обнаруживаемых сигналов при использовании таких алгоритмов. В условиях многолучевого распространения и наличия рассеяния такой прогноз становится нереальным ввиду большого числа собственных чисел (обусловленных при формировании усредненной матрицы этими факторами), величина которых значительно превышает собственные числа слабых сигналов, подлежащих обнаружению. При отношении сигнал/помеха значительно меньше единицы, при объеме выборки K , достигающей даже $4L$, эти собственные числа становятся практически неразличимыми с собственными числами, порожденными суммарным помеховым фоном, и контрастное выделе-

ние слабой отметки становится невозможным после накопления большого числа таких выборок, отличающихся по времени или по частоте.

С этой точки зрения алгоритм Джонсона менее критичен, поскольку сигналы, превысившие установленное их число, сохраняются в выходном эффекте, хотя и без усиления, присущего сверхразрешающим собственноструктурным алгоритмам. Отметим, что в гидроакустических условиях в собственноструктурных адаптивных алгоритмах число ожидаемых слабых сигналов приходится устанавливать больше их фактического числа, что позволяет затем с помощью контрастных методов зафиксировать отметки слабых сигналов на анизотропном помеховом фоне, обусловленном подавлением многолучевых сигналов и рассеянием.

Использование методов многомерного спектрального анализа существенно затруднено тем, что требование чисто когерентной структуры матрицы (1.10) предъявляется одновременно с требованием достаточно большого объема выборки для накопления матрицы, что нереально при наличии эффекта Доплера. Пространственное сглаживание приводит к сокращению эффективного размера антенны, а вариант теплицевых матриц относится к ограниченному диапазону условий наблюдения и конфигураций антенн; кроме того, искажение поля за счет рассеяния формирует нетеплицевую матрицу, что может привести к усилению влияния этого эффекта.

Изложенное свидетельствует о том, что разработанные в теории адаптации классические методы [4–10] и алгоритмы могут встретить значительные трудности и должны модернизироваться при решении задач гидроакустики в части выделения самых слабых сигналов.

Применение “быстрых” проекционных алгоритмов позволяет существенно сократить объем выборки, используемой для быстрого выделения сильных мешающих сигналов, что позволяет организовать быстрое и детальное слежение за их динамикой с последующим подавлением. При обнаружении слабых сигналов эти алгоритмы функционируют в три этапа:

- подавление сильных мешающих сигналов с помощью “коротких” выборок;
- накопление данных для обнаружения слабых сигналов и нормирования выходных эффектов;
- выравнивание помехового фона, установление порога и принятие решения (в том числе автоматизированного) об обнаружении слабых сигналов.

При этом для уменьшения влияния многолучевого распространения и рассеяния [52, 57, 59] адаптивное подавление сильных сигналов должно происходить на таких интервалах времени и частоты, где искажения поля сильных сигналов сохраняют близкие свойства. В этом случае адап-

тивный алгоритм должен подавить мешающее воздействие индивидуальной реализации искажений сильного сигнала, а не усредненный фон мешающего воздействия. Накопление данных для обнаружения слабых сигналов перед нормированием и фильтрацией производится параллельно в нескольких адаптивных поддиапазонах частот и времени, на которые разбит общий диапазон конкретного режима гидроакустического средства с последующим суммированием частных эффектов от всех поддиапазонов и накоплением во времени. В условиях многолучевого распространения и рассеяния пеленгационные рельефы адаптивных алгоритмов оказываются существенно анизотропными, и эта анизотропия проявляется наиболее сильно в алгоритмах, использующих большие объемы используемых оценок корреляционных матриц. В результате обнаружение слабых сигналов (в том числе автоматическое) практически может быть реализовано только методами пространственного контраста.

Сущность метода двустороннего контраста заключается в том, что формируется сравнительно короткое окно оценки помехи с сигнальным промежутком в середине окна, ширина которого равна ширине предполагаемой сигнальной отметки. По данным помехового окна реализуется прогноз помехи в сигнальной зоне, и при превышении сигналом контрастного порога принимается решение об обнаружении сигнала. Контрастный порог устанавливается из условия допустимого уровня ложных тревог при отсутствии слабых сигналов [67].

Отметим, что при использовании быстрых проекционных алгоритмов анизотропный рассеянный фон (в алгоритмах (2.4), (2.7)) существенно ослабляется. Это позволяет сравнительно просто с помощью медианной фильтрации (или контрастного приема) стабилизировать уровень фона и установить стабильные пороги для автоматического обнаружения слабых сигналов.

Анизотропный фон на выходе классических, сложных для реализации алгоритмов, даже в случае использования контролируемого нормирования сильных сигналов создает значительные трудности для автоматического обнаружения слабых сигналов.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ В СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

Проведем сравнительный анализ функционирования различных вариантов адаптивных и неадаптивных алгоритмов в сложной помеховой ситуации (на уровне выходных эффектов одного из частотных диапазонов) при совместном воздействии нескольких сильных и слабых источников в

условиях многолучевого распространения и рассеяния в среде.

Рассматриваемая тактическая ситуация представлена на рис. 1, из которого видно, что присутствуют траектории восьми движущихся источников звука — четырех сильных (жирные линии) и четырех слабых (тонкие линии).

Характер рассматриваемых траекторий таков, что каждый источник движется с постоянным изменением пеленга, но в процессе движения происходит пересечение курсов сильных и слабых источников. Задача гидроакустического средства заключается в проведении непрерывного наблюдения за присутствующими источниками сигналов, в особенности за слабыми, при пересечении курсов. На рис. 1 по оси абсцисс отложены направления на источники (синус угла наблюдения), а по оси ординат — время наблюдения от нуля до 600 интервалов спектрального анализа.

Гидроакустическое средство для наблюдения за источниками сигналов использует эквидистантную линейную антенну, состоящую из 128 горизонтально расположенных элементов. На верхней частоте используемого частотного диапазона f_0 межэлементное волновое расстояние равно 0.5, а отношение верхней граничной частоты используемого диапазона к нижней равно 2.5. Соотношение шумностей от каждого луча сильных и слабых источников составляет от 28.5 до 31.5 дБ, а отношение уровня слабого сигнала к уровню некоррелированной помехи на ненаправленном элементе антенны равно -31.5 дБ.

Сигнал каждого сильного источника состоит из двух лучей одинаковой интенсивности с разницей углов скольжения $\sim 12^\circ$, в результате чего происходит расширение угловой зоны воздействия каждого сильного источника (в двух крайних источниках различие синусов углов прихода равно 0.02, источника в окрестности 25° — 0.01, а в окрестности 0° поступает плосковолновый сигнал). Коэффициент когерентности каждого луча сильных сигналов равен 0.72, коэффициент корреляции флуктуаций между двумя соседними интервалами спектрального анализа во времени равен 0.25 (быстрые флуктуации), между соседними спектральными отсчетами по частоте — 0.988, так что в пределах адаптивного поддиапазона из 37 отсчетов уровень корреляции флуктуаций по частоте спадает до 0.65. Полный интервал корреляции флуктуаций по пространству на уровне 0.6 составлял шесть элементов антенны.

Адаптивные алгоритмы реализовывались в спектральной области с относительной полосой $dF = df/f_0 = 1.63 \times 10^{-4}$, где f_0 — проектная частота антенны, соответствующая межэлементному расстоянию, равному половине длины волны. Адаптивная обработка реализовывалась в частотном диапазоне, состоящем из 3737 спектральных от-

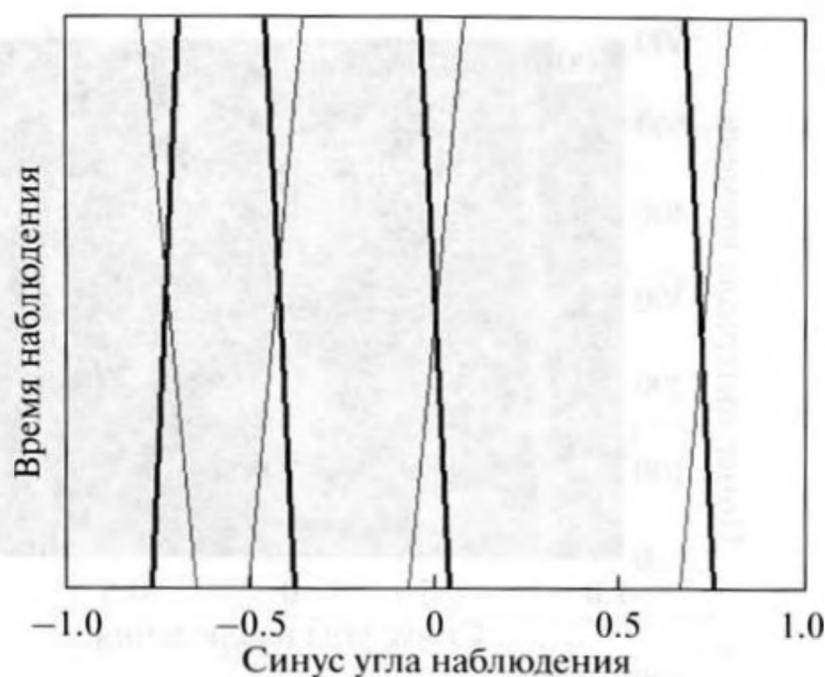


Рис. 1. Исходное положение и характер изменения направлений на сильные и слабые источники.

счетов, со средней относительной частотой f/f_0 , равной 0.74, и нижней и верхней относительными частотами 0.44 и 1.04 соответственно, на интервале наблюдения из 600 последовательных интервалов спектрального анализа. Весь диапазон был разбит на 101 адаптивный поддиапазон из 37 спектральных отсчетов. Адаптивные алгоритмы реализовывались в каждом адаптивном поддиапазоне с последующим суммированием 101 частных результатов каждого адаптивного поддиапазона. Результаты обработки сигналов всего диапазона фиксировались на каждом интервале спектрального анализа, после чего производилось усреднение результатов на 12 последовательных интервалах спектрального анализа. Результаты такого усреднения формировались через каждые три интервала спектрального анализа, так что усредненные выходные эффекты фиксировались в 197 моментах наблюдения, где принимались решения об обнаружении и оценке параметров (пеленга и отношения сигнал/помеха) как сильных, так и слабых сигналов.

Рассматриваемые алгоритмы можно разделить на две группы: классические и «быстрые». Классические алгоритмы формировали в процессе адаптивной обработки выборочную оценку корреляционной матрицы из 444 отсчетов, полученных с использованием 37 спектральных отсчетов от одного адаптивного поддиапазона на 12 последовательных временных интервалах спектрального анализа с последующим формированием выходного эффекта. Быстрые алгоритмы осуществляли адаптивные операции выделения и подавления сильных сигналов в каждом адаптивном поддиапазоне на каждом интервале спектрального анализа. Операция нормирования могла производиться как на каждом временном интервале, так и после накопления во времени на 12 интервалах спектрального анализа, так что выходные эффекты классических и

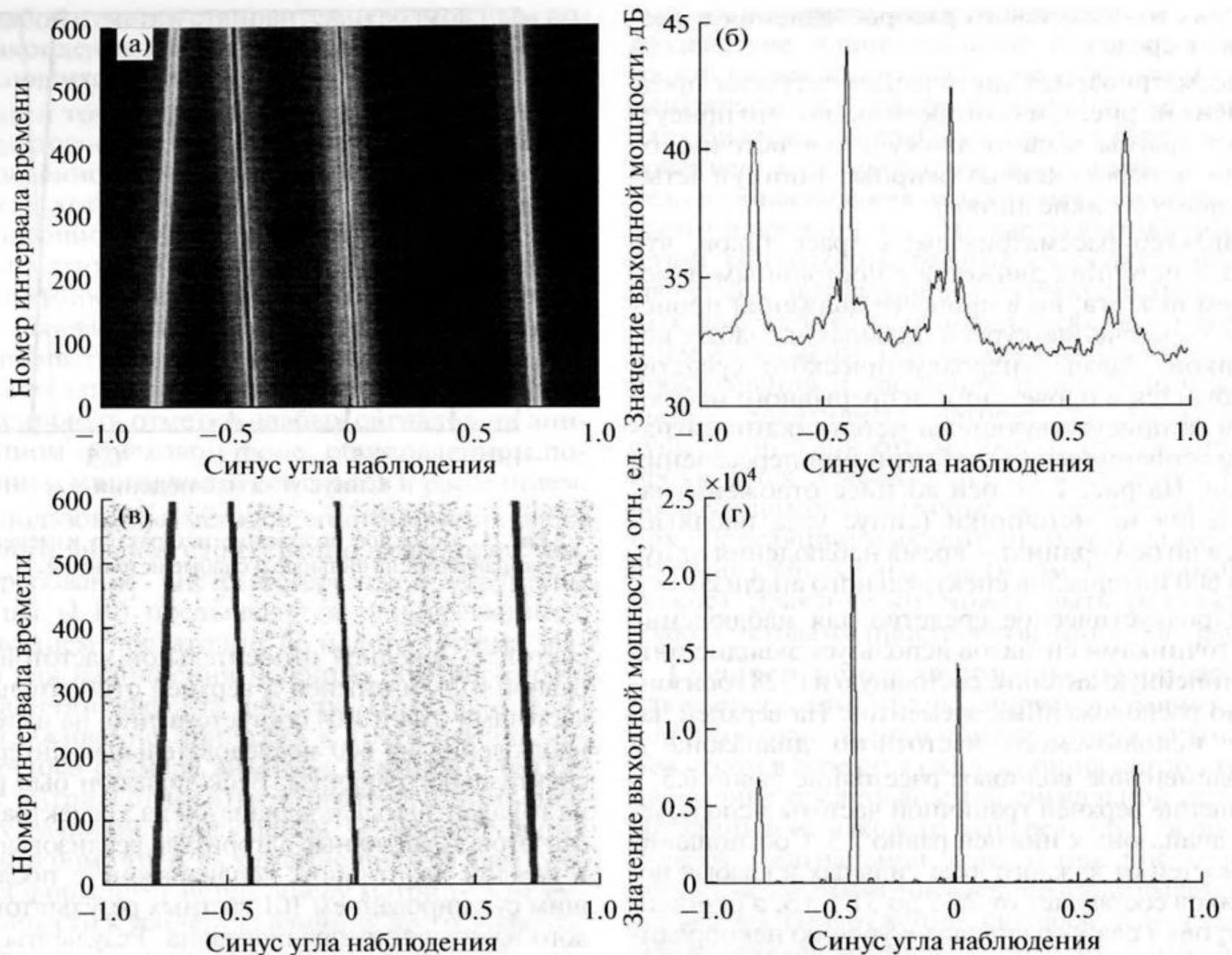


Рис. 2. Пеленгационные рельефы алгоритма Бартлетта: (а) яркостные отметки на 600 интервалах спектрального анализа (СА); (б) сечение на 20-м интервале СА; (в) результат обнаружения сигналов с помощью контрастных алгоритмов; (г) сечение рис. 2в на 20-м интервале СА.

быстрых алгоритмов формировались параллельно и одновременно на одной и той же выборке входных данных на элементах антенны. Результаты с использованием фокусирующих матриц (в силу достаточно узкополосного спектрального анализа и наличия мощных возмущающих факторов — многолучевого распространения и рассеяния) несущественно отличались от результатов без использования фокусирующих матриц, поэтому обработка в адаптивных поддиапазонах производилась без использования фокусирующих матриц.

Выходной эффект результатов гидроакустического наблюдения представляет собой последовательность результатов обработки сигналов различными алгоритмами на 600 последовательных интервалах наблюдения (без дополнительного накопления во времени, рис. 2–4) и после дополнительного накопления на 12 последовательных интервалах спектрального анализа (рис. 5 и 6).

На рисунках 7 и 8 представлены результаты обработки сигналов классическим алгоритмом Кейпона и алгоритмом Кейпона, в котором при-

нятие решения происходит после контролируемого нормирования сильных сигналов.

Рис. 2 представляет выходные эффекты, полученные с помощью неадаптивного алгоритма Бартлетта (1.1). Рис. 2а представляет выходные эффекты этого алгоритма на 600 интервалах наблюдения в логарифмическом масштабе в яркостном виде, а рис. 2б — сечение выходного эффекта на двадцатом интервале спектрального анализа. Рис. 2в представляет результат обработки данных рис. 2а контрастными алгоритмами обнаружения сигналов, а рис. 2г — сечение на двадцатом интервале спектрального анализа.

Из анализа рис. 2 видно, что неадаптивный алгоритм Бартлетта надежно выделяет четыре сильных сигнала, однако в силу анизотропного фона от сильных источников отметки слабых сигналов отсутствуют, несмотря на достаточное количество ложных отметок контрастного алгоритма.

После подавления сильных сигналов (рис. 3а) до проведения нормирования формируется сравнительно равномерный шумовой фон, в котором

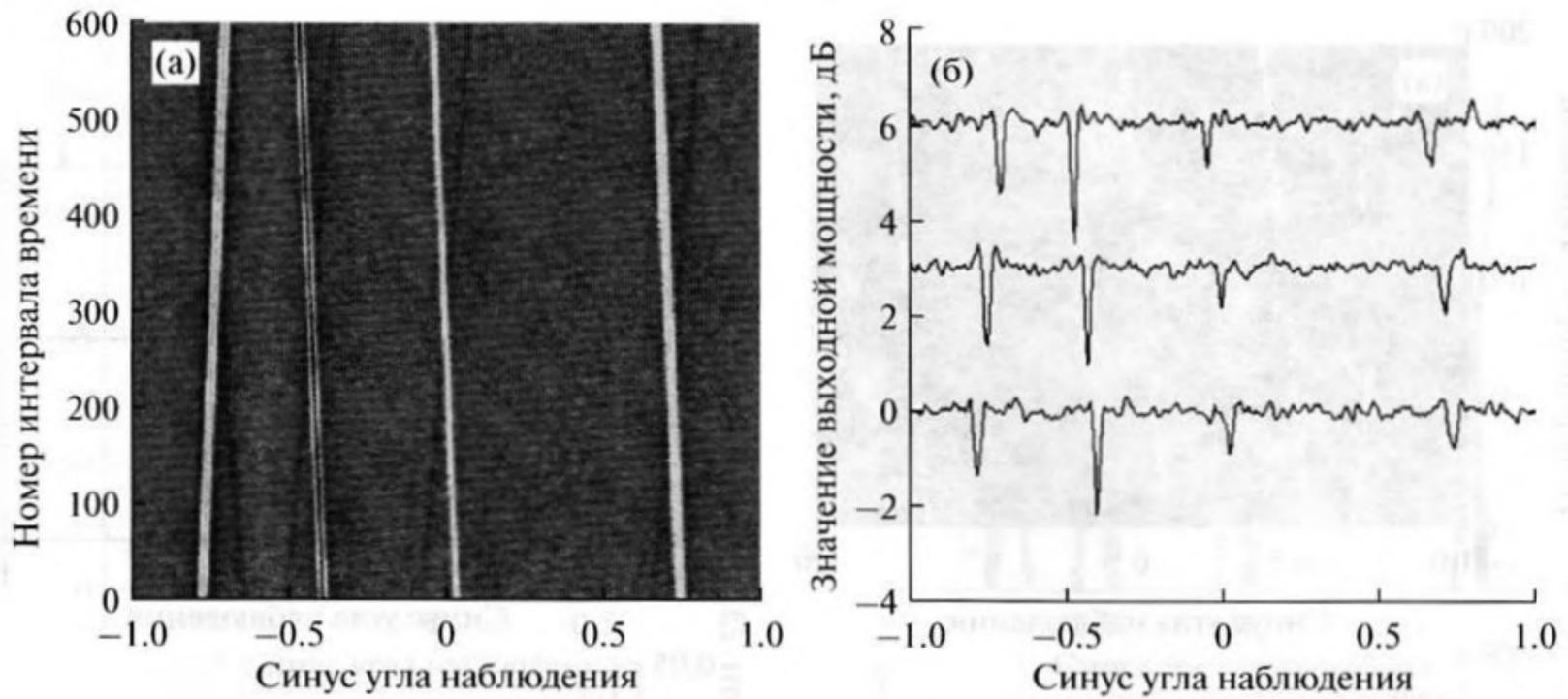


Рис. 3. Пеленгационные рельефы алгоритма подавления сильных сигналов (первый множитель формулы (2.7)): (а) яркостной рельеф после подавления сильных сигналов; (б) сечение рис. 3а на 20, 260 и 590 интервалах СА.

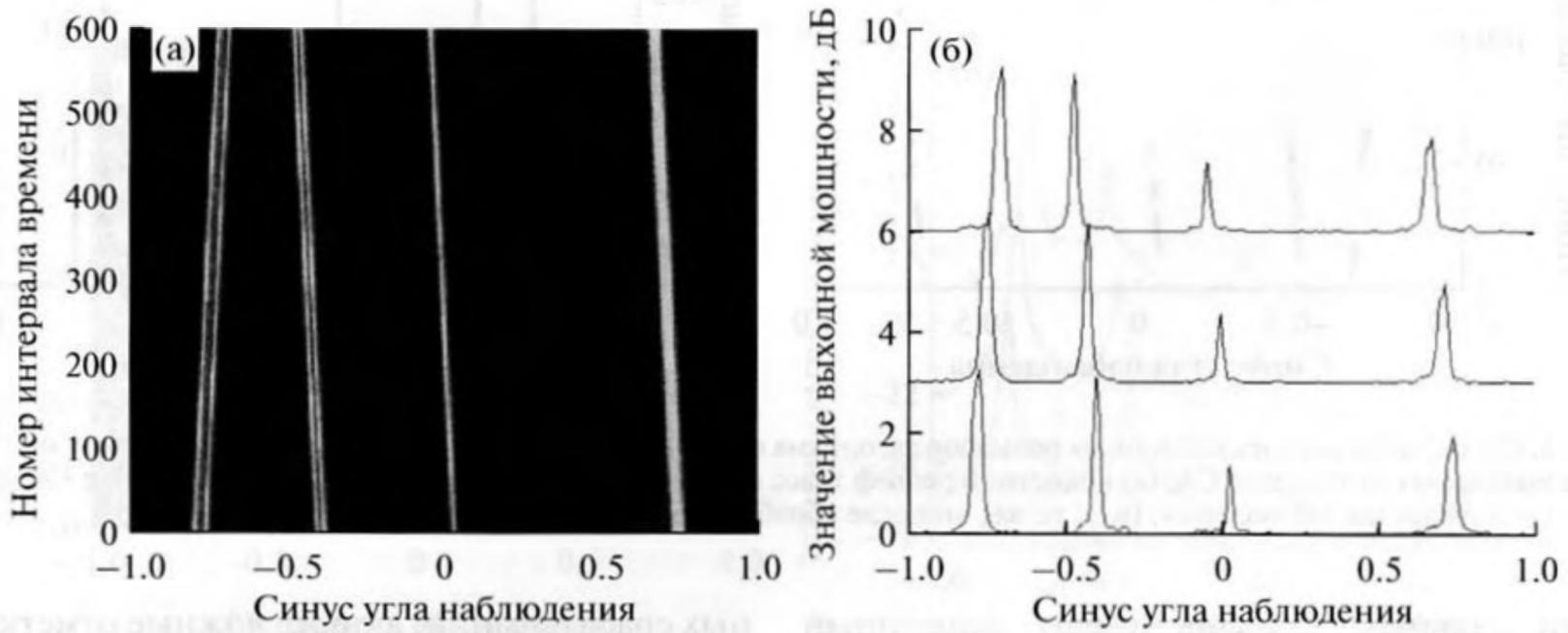


Рис. 4. Пеленгационные рельефы алгоритма обнаружения сильных сигналов (1.8): (а) яркостной рельеф алгоритма обнаружения сильных сигналов; (б) сечение рис. 4а на 20, 260 и 590 интервалах СА.

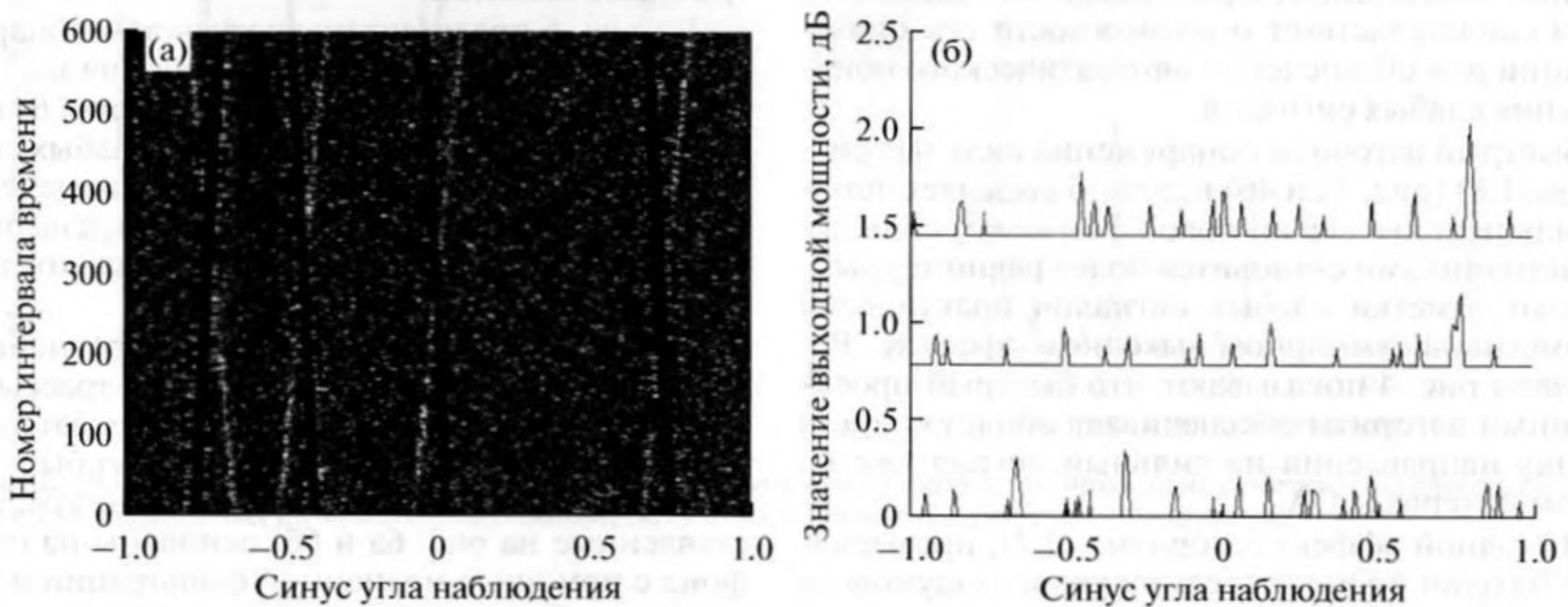


Рис. 5. Пеленгационные рельефы алгоритма подавления сильных сигналов: (а) яркостной рельеф рис. 3а, превысивший уровень шумового фона на один процент; (б) сечение рис. 5а на 20, 260 и 590 интервалах СА.

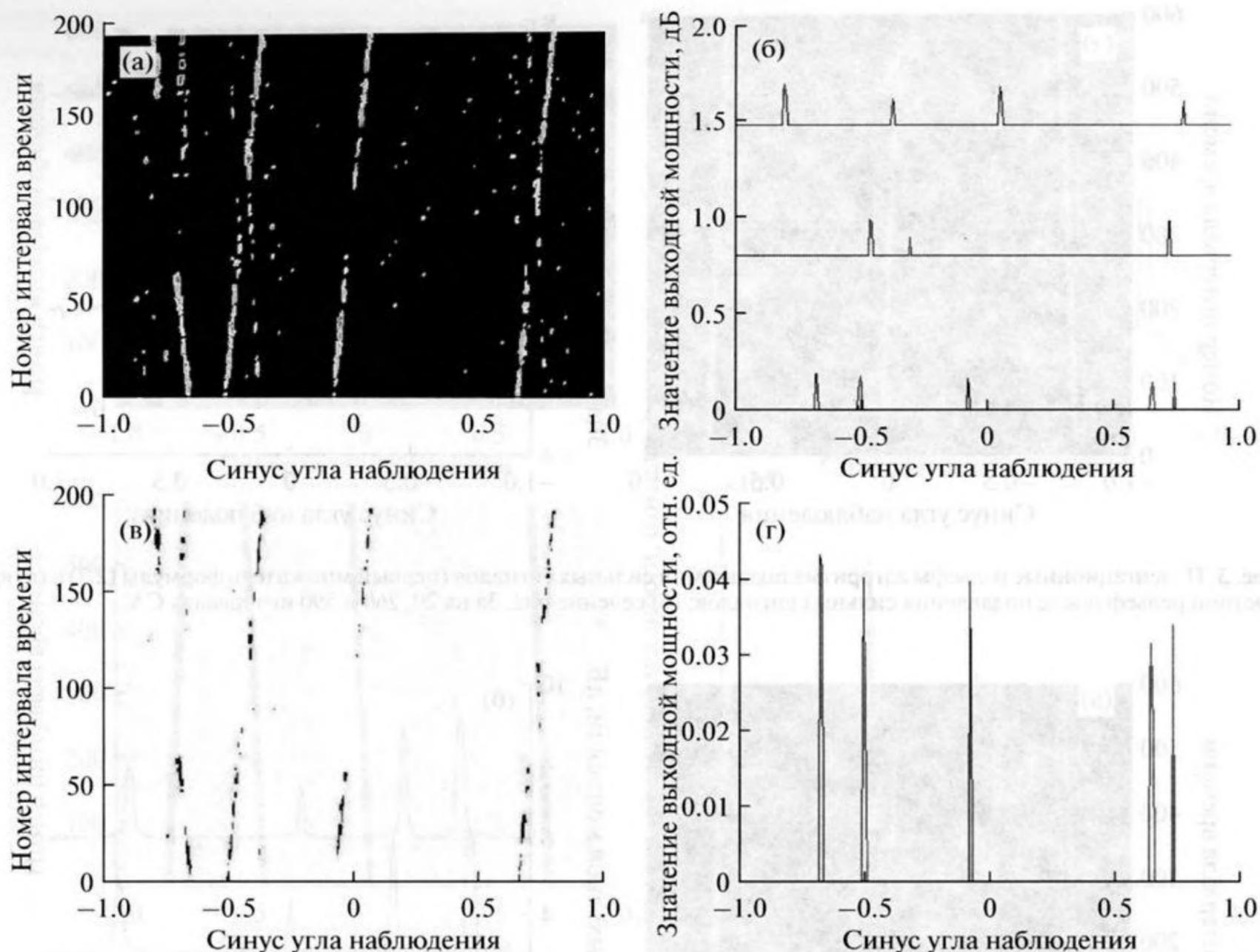


Рис. 6. Совокупность пеленгационных рельефов алгоритма обнаружения слабых сигналов после усреднения на 12 последовательных интервалах СА: (а) яркостной рельеф трасс слабых сигналов; (б) сечение рис. 6а на 10, 80 и 190 усредненных интервалах наблюдения; (в, г) то же, но после обработки контрастными алгоритмами.

области сильных сигналов имеют сниженный уровень, а на шумовом фоне видны следы трасс слабых сигналов. Отметки слабых сигналов далее должны выявляться при дополнительном временном накоплении, а равномерность шумового фона свидетельствует о возможности его стабилизации для обеспечения автоматического обнаружения слабых сигналов.

Быстрый алгоритм обнаружения сильных сигналов (1.8) (рис. 4а и 4б) надежно выделяет четыре сильных сигнала, шумовой фон между сильными источниками становится более равномерным. Однако отметки слабых сигналов практически незаметны в суммарном выходном эффекте. Результаты рис. 4 показывают, что быстрый проекционный алгоритм обеспечивает обнаружение и оценку направления на сильный сигнал уже на одном интервале СА.

Выходной эффект алгоритма (2.7), превысивший на один процент средний уровень шумового фона, представлен на рис. 5 и показывает наличие трасс всех слабых сигналов. Но в силу низкого порога содержит значительное количество случай-

ных срабатываний, а также ложные отметки, обусловленные остатками неполовностью подавленных рассеянных компонентов и компонентов, обусловленных ограниченным интервалом спектрального анализа.

На рис. 6 представлены результаты обнаружения слабых сигналов после усреднения на 12 интервалах спектрального анализа. На рис. 6а представлены яркостные отметки трасс слабых сигналов, на рис. 6б — их сечения на определенных усредненных интервалах наблюдения, а на рис. 6в и 6г — то же самое, но после обработки контрастными алгоритмами.

Как видно из анализа рис. 6, усреднение по времени позволило четко выделить трассы слабых сигналов, при этом отдельные срабатывания в окрестности сильных сигналов могут быть отсеяны при вторичной обработке. Результаты, представленные на рис. 6а и 6б, основаны на оценке фона с помощью медианной фильтрации и обеспечивают более надежное обнаружение отметок слабых целей, чем контрастные алгоритмы, результаты которых представлены на рис. 6в и 6г.

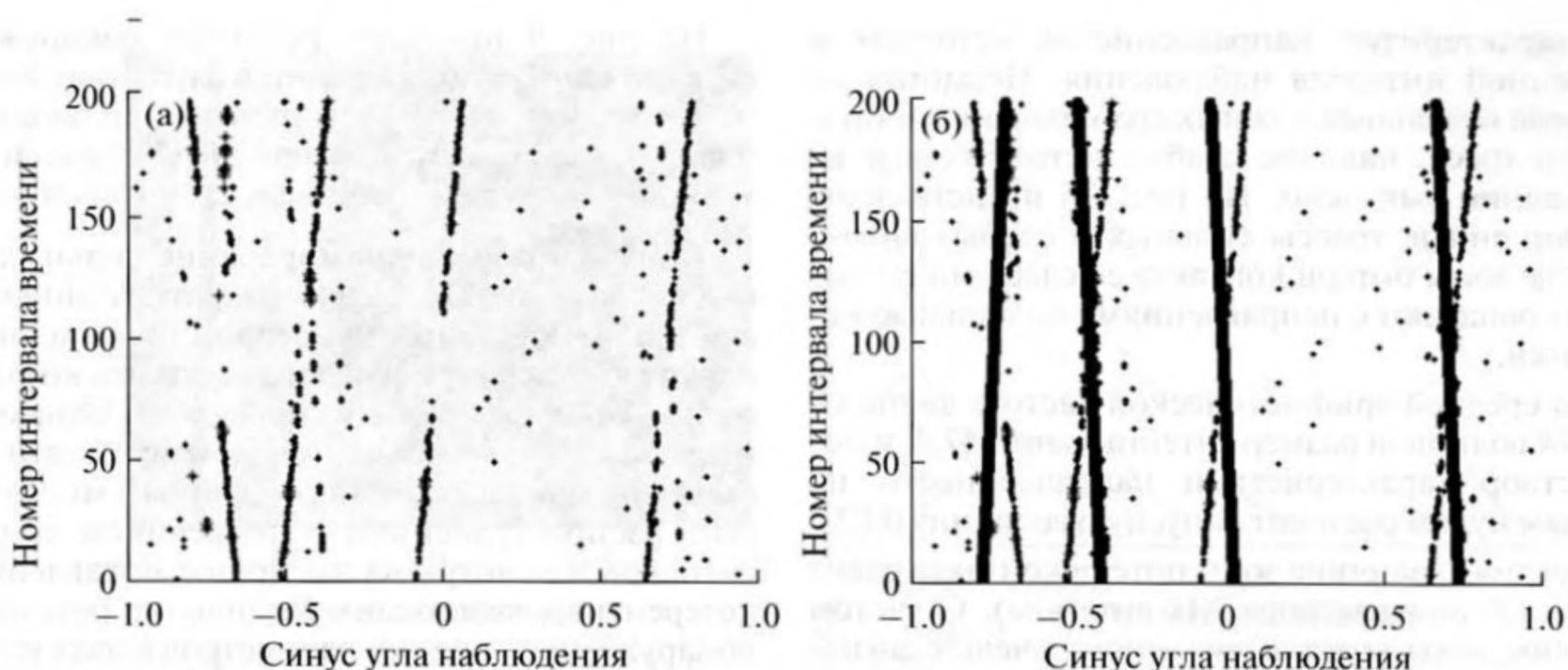


Рис. 7. Трассы обнаруженных слабых и сильных сигналов: (а) трассы слабых сигналов; (б) объединенные трассы сильных и слабых сигналов.

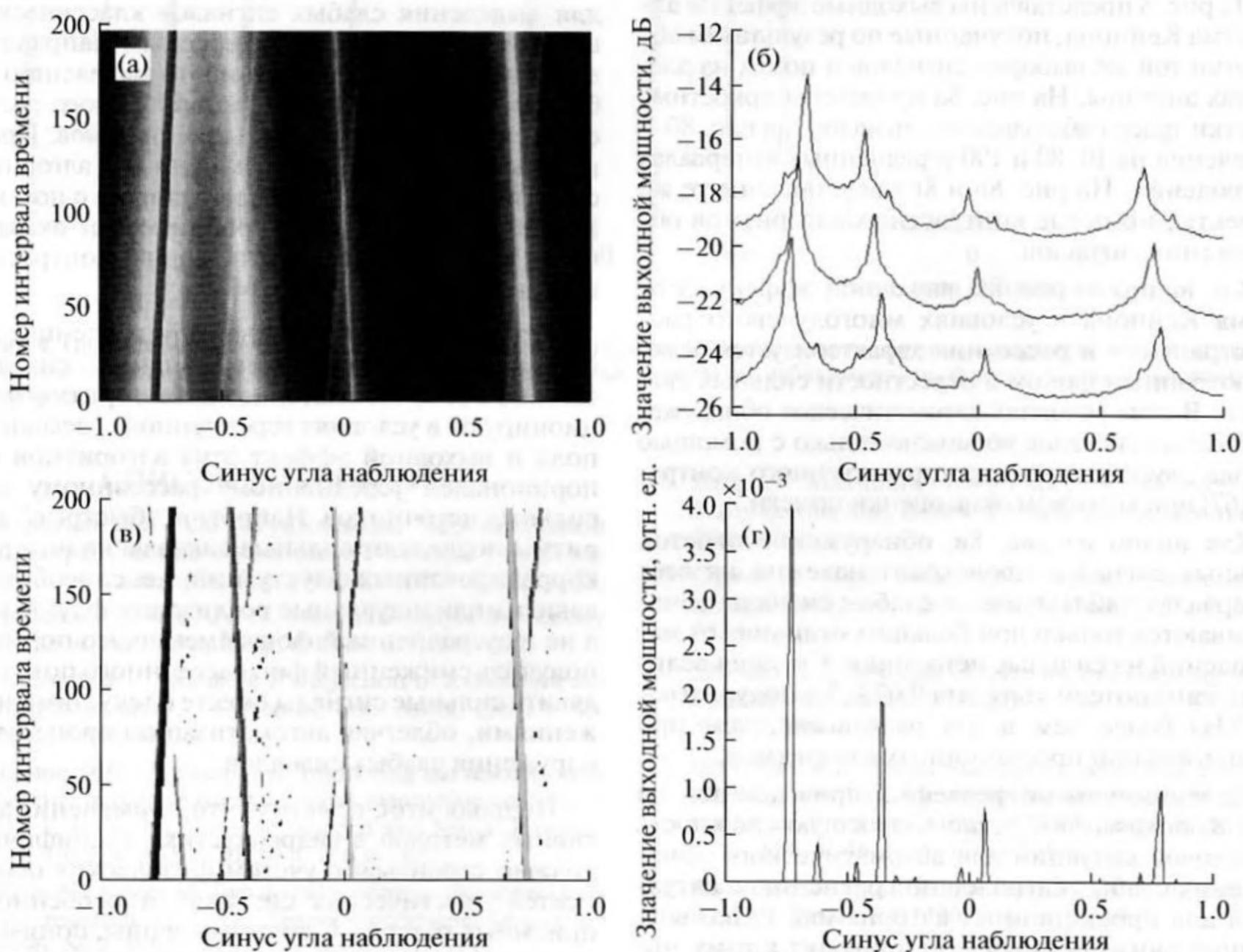


Рис. 8. Пеленгационные рельефы при использовании алгоритма Кейпона: (а) яркостные отметки; (б) сечения на 10, 80 и 190 усредненных интервалах наблюдения; (в, г) то же, но после контрастного обнаружения.

На рис. 7 представлены индикаторные процессы для оператора (до вторичной обработки результатов). Каждая точка имеет измеренные ко-

ординаты (пеленг и отношение сигнал/помеха), вид значков характеризует амплитуду обнаруженных сигналов (три градации), а положение знач-

ков характеризует направление на источник и временной интервал наблюдения. Несмотря на наличие отдельных ложных срабатываний и пропусков трасс, наличие слабых источников и их положение выявлено. На рис. 7б представлены объединенные трассы сильных и слабых сигналов, где зоны потери контакта со слабыми сигналами совпадают с направлениями на сильные источники.

На средней арифметической частоте диапазона 0.74 волновой размер антенны равен 47.4, и полураствор характеристики направленности по первым нулям составит синусную величину 0.021.

Средняя величина зоны потери контакта равна 0.034 (1.6 полураствора ХН антенны). С учетом ширины зоны воздействия многолучевых сигналов (0.02; 0.01; 0; и 0.02) разрешение слабой цели от направления на ближний луч сильной цели составляет величину 0.63 полураствора ХН. И это несмотря на сложнейшие условия наблюдения.

На рис. 8 представлены выходные эффекты алгоритма Кейпона, полученные по результатам обработки той же выборки сигналов и помех на элементах антенны. На рис. 8а приведены яркостные отметки трасс наблюдаемых сигналов, на рис. 8б — их сечения на 10, 80 и 190 усредненных интервалах наблюдения. На рис. 8в и 8г представлены те же эффекты, но после контрастных алгоритмов обнаружения сигналов.

Как видно из рис. 8б, выходной эффект алгоритма Кейпона в условиях многолучевого распространения и рассеяния характеризуется резко анизотропным фоном в окрестности сильных сигналов. В этих условиях автоматическое обнаружение слабых сигналов возможно только с помощью метода двустороннего пространственного контраста [67] при коротком окне оценки помехи.

Как видно из рис. 8в, обнаружение отметок сильных сигналов происходит надежно на всех интервалах наблюдения, а слабые сигналы обнаруживаются только при больших отличиях от направлений на сильные источники. Средняя величина зоны потери контакта 0.073 (3.4 полураствора ХН) более чем в два раза выше, чем при использовании проекционных алгоритмов.

Пеленгационные рельефы, приведенные на рис. 8, показывают резко возросшую сложность помеховой ситуации для автоматического обнаружения слабых сигналов по сравнению с ситуацией для проекционных алгоритмов. Резко возросший анизотропный фон приводит к тому, что в выборочной оценке усредненной корреляционной матрицы содержится большое количество собственных чисел и собственных векторов, обусловленных многолучевым распространением и рассеянием. При этом уровень колебаний, порожденных этими факторами, значительно больше, чем уровень ожидаемых слабых сигналов.

На рис. 9 приведен результат обнаружения сигналов при использовании в алгоритме Кейпона контролируемого нормирования сильных сигналов (коэффициент r в формуле (2.1) равен 0.15, число нормируемых собственных чисел $M_1 = 20$).

Контролируемое нормирование сильных сигналов (рис. 9б) позволило сократить динамический диапазон фона, на котором происходит обнаружение слабых сигналов, улучшить контрастность отметок слабых сигналов, однако их надежное обнаружение усложнено остаточным анизотропным фоном, порожденным многолучевым распространением и рассеянием сильных сигналов, несмотря на частичное подавление их когерентных компонент. Улучшение результатов обнаружения и оценки параметров в этих условиях будет зависеть от эффективности контрастных алгоритмов, которая ухудшается по мере усложнения помехового фона.

Использование пространственного контраста для выделения слабых сигналов классическими алгоритмами является интересным направлением дальнейших исследований по выделению слабых сигналов в условиях многолучевого распространения и рассеяния сильных сигналов. Применительно к быстрым проекционным алгоритмам стабилизация фона и установка порога с помощью методов медианной фильтрации может оказаться более эффективной, чем с помощью контрастных алгоритмов.

Резкое увеличение фона, обусловленное рассеянными компонентами сильных сигналов, связано с тем, что классические алгоритмы функционируют в условиях усредненного рассеянного поля и выходной эффект этих алгоритмов пропорционален усредненному рассеянному полю сильных источников. Напротив, “быстрые” алгоритмы подавляют сильные сигналы на интервале коррелированных флуктуаций, т.е. способны подавить индивидуальные реализации флуктуаций, а не их усредненный фон. Именно это позволяет получить сниженный фон рассеянного поля и подавить сильные сигналы вместе с текущими искажениями, облегчая автоматизацию процесса обнаружения слабых сигналов.

Подводя итог, отметим, что применение адаптивных методов в гидроакустике специфично и должно строиться с учетом физических особенностей акустических сигналов и особенностей приемных трактов. С другой стороны, понимание этих особенностей может предоставить разработчикам определенные средства по преодолению трудностей реализации адаптивных методов в гидроакустике, часть которых рассмотрена в настоящей работе.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-08-01006а.

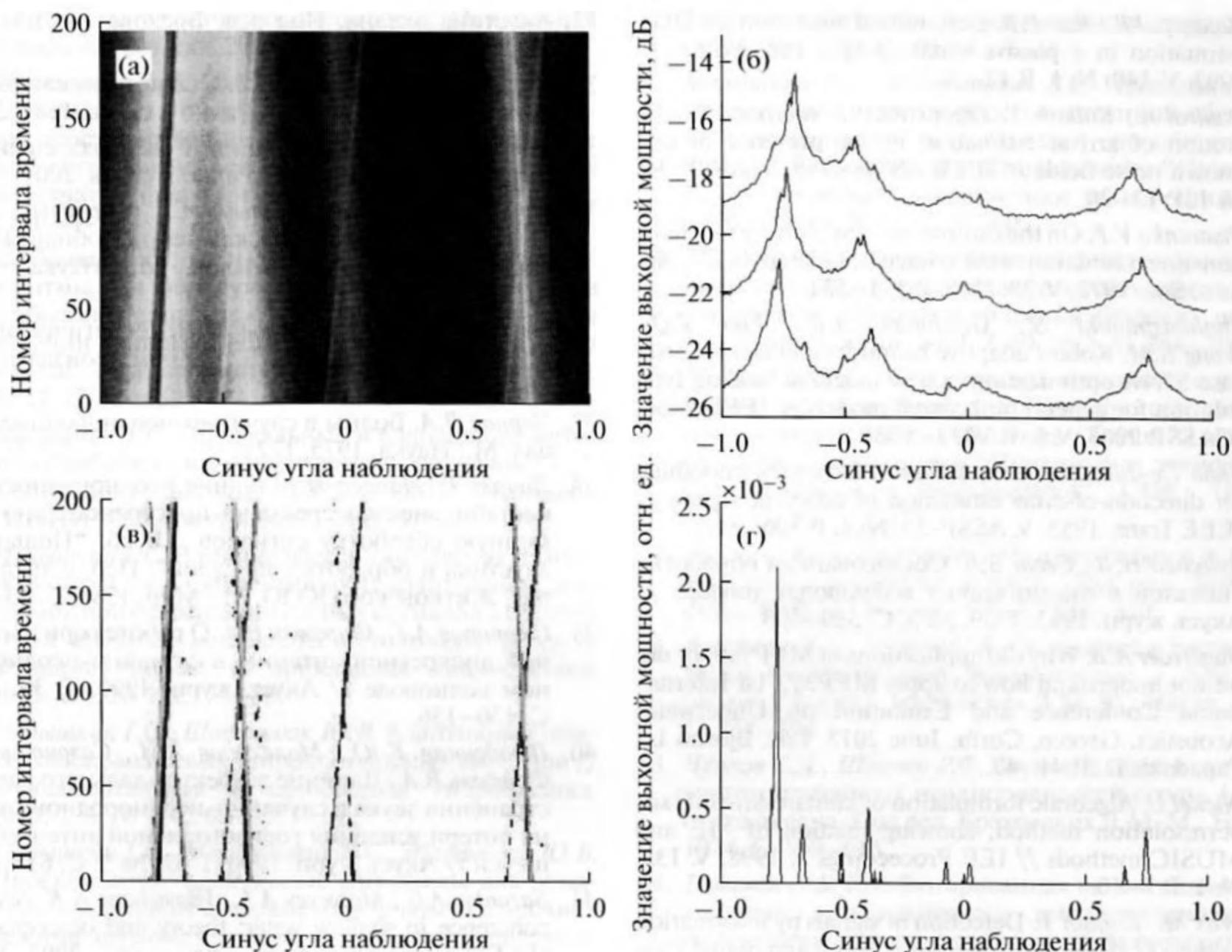


Рис. 9. Пеленгационные рельефы при использовании алгоритма Кейпона с контролируемым нормированием: (а) (яркостные отметки); (б) сечения на 10, 80 и 190 усредненных интервалах наблюдения; (в, г) то же, но после обработки контрастными алгоритмами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Курикуша А.А. Об оптимальном использовании пространственно-временных сигналов // Радиотехника и электроника. 1963. Т. 8. № 4. С. 552–563.
2. Anderson V.C. DICANNE, a realizable adaption process // J. Acoust. Soc. Amer. 1969. V. 45. № 2. P. 398–405.
3. Anderson V.C., Rudnick P. Rejection of a coherent arrival at an array // J. Acoust. Soc. Amer. 1969. V. 45. № 2. P. 406–410.
4. Jonson D.H., DeGraaf S.R. Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis // IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing. 1982. V. ASSP-30. № 4. P. 638–647.
5. Krim H., Viberg M. Two decades of array signal processing research // IEEE Signal Processing Magazine. 1996. № 7. P. 67–95.
6. Kumaresan R., Tufts D.W. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst. 1983. V. 19. № 1. P. 134–139.
7. Borgiotti G.V., Kaplan L.Y. Superresolution of uncorrelated interference sources by using adaptive array technique // IEEE Trans. Antenna and Propagation 1979. V. 27. № 6. P. 842–845.
8. Burg J.P. Maximum entropy spectral analysis / Proc. 37th Meeting Soc. Explor. Geophysics. Oklahoma City, Okla, 1967.
9. Capon J. High resolution frequency–wavenumber spectral analysis // Proc. IEEE. 1969. V. 57. P. 1408–1418.
10. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Trans. 1986. V. AP-34. № 3. P. 276–280.
11. Gershman A.B. Pseudo-randomly generated estimator banks: a new tool for improving the threshold performance of direction finding // IEEE Trans. Signal Process. 1998. V. 46. № 5. 1351–1364.
12. Howells P.W. Intermediate frequency side-lobe canceler, U.S. Patent 3202990, August 24, 1965.
13. Шурман Я.Д. Теория обнаружения полезного сигнала на фоне гауссовых шумов и произвольного числа мешающих сигналов // Радиотехника и электроника. 1959. Т. 4. № 12. С. 1176–1192.
14. Rajagopal R., Ramakrishna Rao P. DOA estimation with unknown noise fields: a matrix decomposition method // IEE Proceedings F. 1991. V. 138. № 5. P. 495–501.

15. *Rajagopal R., Rao P.R.* Generalised algorithm for DOA estimation in a passive sonar // IEE Proceedings F. 1993. V. 140. № 1. P. 12–20.
16. *Paulral A., Kailath T.* Eigenstructure methods for direction of arrival estimation in the presence of unknown noise fields // IEEE ASSP. 1986. V. ASSP-34. № 1. P. 13–20.
17. *Pisarenko V.F.* On the estimation of spectra by means of non-linear function of the covariance matrix // J.R. Astron. Soc. 1972. V. 28. № 5. P. 511–531.
18. *Shahbazpanahi S., Gershman A.B., Luo Z.Q., Wong K.M.* Robust adaptive beamforming using worst-case SINR optimization: a new diagonal loading type solution for general rank signal models // IEEE Proc. ICASSP. 2003. V. 5. P. V333–V336.
19. *Shan Tie-Jun, Wax Mati, Kailath T.* On spatial smoothing for direction-of-array estimation of coherent signals // IEEE Trans. 1985. V. ASSP-33. № 4. P. 806–811.
20. *Зуйкова Н.В., Свет В.Д.* Согласованная обработка сигналов в океанических волноводах (обзор) // Акуст. журн. 1993. Т. 39. № 3. С. 389–403.
21. *Bagerroer A.B.* Why did applications of MFP fall, or did we not understand how to apply MFP? // 1st International Conference and Exhibition on Underwater Acoustics. Greece, Corfu, June 2013. Eds. Bjorno L., Papadakis D. P. 41–49.
22. *Nickel U.* Algebraic formulation of kumaresan-tufts superresolution method, showing relation of ME and MUSIC methods // IEE Proceedings F. 1998. V. 135. № 1. P. 7–10.
23. *Wax M., Kailath T.* Detection of signals by information criteria // IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process. 1985. V. 33. № 2. P. 387–392.
24. *Akaike H.* A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. Automat. Contr. 1974. V. AC-19. № 6. P. 716–723.
25. *Ziskind I., Wax M.* Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection // IEEE Transactions ASSP. 1988. V. 36. № 10. P. 1553–1560.
26. *Cadzow J.A.* Multiple source location – the signal subspace approach // IEEE Transactions ASSP. 1989. V. 38. № 7. P. 1110–1125.
27. *Wang H., Kaveh M.* Coherent signal–subspace processing for detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources // IEEE Transaction Acoustic, Speech and Signal Processing. 1985. V. ASSP-33. № 4. P. 823–831.
28. *Wang H., Kaveh M.* Focusing matrices for coherent signal-subspace processing // IEEE Transaction Acoustic, Speech and Signal Processing. 1988. V. ASSP-36. № 8. P. 1272–1281.
29. *Zoltowski M., Haber F.A.* Vector space approach to direction finding in a coherent multipath environment // IEEE Trans. 1986. V. AP-34. № 9. P. 1069–1079.
30. *Rissanen J.* Modeling by shortest data description // Automatica. 1978. V. 14. P. 465–471.
31. *Черемисин О.П., Ратынский М.В., Комов А.А., Пушин А.Е.* Эффективный проекционный алгоритм адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39. № 2. С. 259–263.
32. *Акустика океана.* Под ред. Бреховских Л.М. М.: Наука, 1974. 694 с.
33. *Караваев В.В., Сазонов В.В.* Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
34. *Ратынский М.В.* Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2004. 199 с.
35. *Ильичёв В.И., Калюжный А.Я., Красный Л.Г., Ланий В.Ю.* Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов. М.: Наука, 1992. 415 с.
36. *Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П.* Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеиздат, 1982. 264 с.
37. *Чернов Л.А.* Волны в случайно-неоднородных средах. М.: Наука, 1975. 172 с.
38. *Лаваль Р., Лабаск И.* Влияние неоднородностей и нестабильностей среды на пространственно-временную обработку сигналов / В сб. “Подводная акустика и обработка сигналов”. Пер. с англ. под ред. Житковского Ю.Ю. М.: Мир, 1985. С. 43–68.
39. *Сазонтов А.Г., Фарфель В.А.* О работе горизонтальной дискретной антенны в случайно-неоднородном волноводе // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 1. С. 130–136.
40. *Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Сазонтов А.Г., Фарфель В.А.* Влияние эффектов дальнего распространения звука в случайно-неоднородном океане на потери усиления горизонтальной антенной решетки // Акуст. журн. 1990. Т. 42. № 5. С. 615–622.
41. *Sazontov A.G., Matveyev A.L., Vdovicheva N.K.* Acoustic coherence in shallow water: theory and observation // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 2002. V. 27. № 3. P. 653–665.
42. *Gorodetskaya E., Malekhanov A., Sazontov A., Vdovicheva N.* Deep water acoustic coherence at long ranges: theoretical prediction and effects on large array processing // IEEE Journal of Oceanic Engineering. 1999. V. 24. № 2. P. 156–171.
43. *Вдовичева Н.К., Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Сазонтов А.Г.* Коэффициент усиления вертикальной антенны в случайно неоднородном океаническом волноводе // Акуст. журн. 1997. Т. 43. № 6. С. 769–776.
44. *Вировлянский А.Л., Костерин А.Г., Малахов А.Н.* Флуктуации мод в каноническом подводном звуковом канале // Акуст. журн. 1989. Т. 35. № 2. С. 229–235.
45. *Малеханов А.И., Таланов В.И.* Об оптимальном приеме в многомодовых волноводах // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 5. С. 891–897.
46. *Малеханов А.И.* Некогерентная пространственная фильтрация мод в случайно-неоднородном океаническом волноводе // Акуст. журн. 1992. Т. 38. № 5. С. 898–904.
47. *Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Таланов В.И.* Моделирование оптимальной пространственной обработки сигналов в подводных звуковых каналах // Акуст. журн. 1992. Т. 38. № 6. С. 1044–1051.
48. *Леховицкий Д.И., Атаманский Д.В., Джус В.В., Жуга Г.А.* Комбинированные пеленгаторы точечных источников шумовых излучений на основе

- адаптивных решетчатых фильтров // Прикладная радиоэлектроника. 2006. Т. 5. № 3. С. 306–315.
49. Леховицкий Д.Н., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г. Разновидности “сверхразрешающих” анализаторов пространственно-временного спектра случайных сигналов на основе обеляющих адаптивных решетчатых фильтров // Антенны. 2000. № 2(45). С. 40–54.
 50. Малышкин Г.С., Мельканович В.С. Адаптивные алгоритмы для обнаружения и оценки параметров слабых сигналов в режиме шумопеленгования при наличии сильных мешающих источников звука // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 12. С. 32–45.
 51. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2. Адаптивные методы. СПб.: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электроприбор”, 2011. 374 с.
 52. Малышкин Г.С. Влияние рассеяния гидроакустических сигналов на эффективность адаптивных алгоритмов при разрешении слабых сигналов в присутствии сильных мешающих источников звука // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 78–89.
 53. Малышкин Г.С., Шафранюк Ю.В. Адаптивный прием плосковолновых широкополосных сигналов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 66–77.
 54. Малышкин Г.С., Мельканович В.С., Шафранюк Ю.В. Проекционные адаптивные алгоритмы для обнаружения и оценки параметров слабых сигналов в режиме шумопеленгования // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 3. С. 68–79.
 55. Малышкин Г.С., Шафранюк А.В. Адаптивное разрешение широкополосных гидроакустических сигналов с частично нарушенной когерентной структурой // Акуст. журн. 2013. Т. 59. № 5. С. 613–629.
 56. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 1. Оптимальные методы. СПб.: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электроприбор”, 2009. 400 с.
 57. Малышкин Г.С. Анализ влияния технических и физических факторов на эффективность адаптивных алгоритмов обработки гидроакустических сигналов / Труды XI всероссийской конференции “Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики”. СПб.: Наука, 2012. С. 7–11.
 58. Малышкин Г.С., Мельканович В.С. Проекционный адаптивный алгоритм пространственной обработки с повышенной разрешающей способностью / Труды X Всероссийской Конференции “Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики”. СПб.: Наука, 2010. С. 57–60.
 59. Малышкин Г.С. Анализ влияния физических и технических факторов на эффективность адаптивных алгоритмов обработки гидроакустических сигналов // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 3. С. 284–299.
 60. Малышкин Г.С. Современное состояние с разработкой методов обработки сигналов, согласованных со средой распространения / Труды XI всероссийской конференции “Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики”. СПб.: Наука, 2012. С. 369–371.
 61. Лысанов Ю.П. Рассеяние звука неровными поверхностями / Акустика океана. Под ред. Бреховских Л.М. М.: Наука, 1974. С. 231–330.
 62. Андреева И.Б., Чупров С.Д. Отражение и рассеяние звука взволнованной поверхностью / Акустика океана. Под ред. Бреховских Л.М. М.: Наука, 1974. С. 331–394.
 63. Чупров С.Д., Швачко Р.Ф. Звуковое поле в океане с учетом случайных неоднородностей среды / Акустика океана. Под ред. Бреховских Л.М. М.: Наука, 1974. С. 559–614.
 64. Гершман А.Б. Комбинированная пеленгация с совместным использованием высокоразрешающих пеленгаторов различного типа // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40. № 6. С. 918–924.
 65. Маяцкий В.И. Синтез линейных антенн с оптимальными средними диаграммами направленности // Радиотехника и электроника. 1967. Т. 12. № 12. С. 2118–2122.
 66. Смаришев М.Д. Максимизация коэффициента направленного действия антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1964. Т. 11. № 9. С. 1694–1696.
 67. Белецкий Ю.С. Методы и алгоритмы контрастного обнаружения сигналов на фоне помех с априори неизвестными характеристиками. М.: Радиотехника, 2011. 429 с.