

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 681.88

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ И ТЕХНИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ
НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

© 2014 г. Г. С. Мальшкин

ОАО Концерн ЦНИИ “Электроприбор”

197046 Санкт-Петербург, ул. Малая Посадская, 30

E-mail: vigena@yandex.ru; genstepmal@yandex.ru

Поступила в редакцию 08.11.2012 г.

Приводятся результаты оценки влияния на эффективность адаптивных алгоритмов обработки гидроакустических сигналов совокупности физических и технических факторов, к которым относятся: условия распространения сигнала, в том числе многолучевые; помехо-сигнальная ситуация; флуктуации сигнала, обусловленные рассеянием в среде; параметры приемной антенны, в том числе величина амплитудно-фазового разброса элементов; параметры спектрального анализа сигнала на выходе антенны, а также применение классических или быстрых проекционных алгоритмов.

Ключевые слова: классические и “быстрые” проекционные алгоритмы адаптации, флуктуации сильных сигналов, обнаружение слабых сигналов, нормирование сильных сигналов, фокусирующие матрицы.

DOI: 10.7868/S0320791914030137

Адаптивные методы приема сигналов интенсивно развиваются последние 40–45 лет. Разработка и реализация адаптивных методов проводится в широком диапазоне технических средств (радиолокация, связь и многие другие отрасли знаний). Исследованы основные закономерности и дополнительные возможности, достигаемые с помощью адаптивных алгоритмов и методов.

Задача настоящей статьи заключается в попытке ответить на следующие вопросы:

- в чем заключается специфика акустической среды распространения гидроакустических сигналов;
- позволяет ли она получить существенные выигрыши за счет применения адаптивных методов приема;
- какие технические трудности и сложности нужно преодолеть при создании адаптивных приемных трактов.

Чтобы ограничить круг рассматриваемых вопросов, сосредоточимся на одном (но самом сложном) вопросе – обнаружение слабых, пороговых сигналов в реальной океанической среде, где присутствует постоянное судоходство и, кроме того, могут присутствовать искусственные источники сигналов.

Из теории оптимального приема сигналов [1] известно, что если полезные и мешающие сигналы состоят из некоррелированных плосковолновых сигналов, а помеховый фон однородный, стацио-

нарный, с неравномерным плавным распределением по угловым координатам, то помехоустойчивость оптимальной антенны определяется уровнем помехи в направлении наблюдения и волновыми размерами антенны. Таким образом, в поле распределенных помех оптимальный прием позволяет воспринимать только помехи, сосредоточенные в окрестности направления наблюдения и практически избавиться от помех, сосредоточенных вне этой области.

При воздействии весьма интенсивного плосковолнового сигнала в окрестности основного лепестка оптимальной антенны помехоустойчивость антенны ухудшается на величину, равную квадрату уровня нормированной характеристики направленности, ориентированной на слабый сигнал, в направлении на мешающий источник. Кроме того, при близких направлениях прихода полезного слабого и сильного мешающего сигналов существует проблема разрешения отметки слабого от отметки сильного сигнала. Из изложенного следует, что наиболее опасным явлением при приеме сигналов реальными приемными трактами является внесение части энергии сильного плосковолнового сигнала в направление наблюдения за счет расширения его пространственного спектра, обусловленного искажениями сигнала при обработке и в процессе распространения в среде.

Для акустических приложений схема с чисто плосковолновыми сигналами является слишком

упрощенной, поскольку акустические сигналы практически всегда распространяются в условиях многолучевого распространения и при наличии рассеяния в канале распространения [2]. Такая трактовка модели воздействующих помех от локальных источников коренным образом усложняет ситуацию, в которой должны решать свою задачу адаптивные алгоритмы выделения слабых сигналов, вследствие внесения части энергии локального источника в направление наблюдения.

Кроме трудностей, обусловленных природой акустических сигналов, существуют дополнительные сложности, связанные с техническим искажением принятых сигналов при обработке в приемных трактах акустических систем [3, 4]. Существенно наличие амплитудно-фазовых ошибок при реализации весовых коэффициентов в элементах антенны, а также ограниченные возможности конкретных алгоритмов.

Первый фактор приводит к тому, что вследствие невысокой скорости звука в воде чисто плосковолновые сигналы, поступающие на крупногабаритную антенну, содержат частично когерентную анизотропную компоненту, ширина пространственного спектра которой примерно в два раза шире раствора характеристики направленности этой антенны. Вторые собственные числа выборочной оценки корреляционной матрицы (обусловленные частично когерентным полем m -го источника) определяются соотношением [3]

$$S_{чкм}(n) = \frac{1}{8} S_{0m}(n) L^2 dF \sin \alpha_m, \quad (1)$$

где $S_{0m}(n)$ – интенсивность m -го плосковолнового сигнала; α_m – угол прихода m -го сигнала относительно нормали к оси антенны; $dF = \frac{\Delta f}{f_p} = \frac{1}{Tf_p}$ – от-

носительная частота спектрального анализа по отношению к базовой (проектной) частоте антенны f_p , соответствующей межэлементному расстоянию d_0 , равному половине длины волны на этой частоте; T – интервал спектрального анализа, используемый для предварительной обработки временных сигналов в элементах антенны перед реализацией адаптивных алгоритмов.

Вблизи направления на сильный сигнал эта частично-когерентная компонента за счет роста флуктуаций и маскирующего действия ее регулярной составляющей затрудняет обнаружение (разрешение) слабого сигнала. Второй фактор приводит к тому, что в мешающем сигнале появляются дополнительные составляющие, которые усложняют помеховую ситуацию и требуют дополнительных ресурсов от адаптивного алгоритма для их преодоления.

Далее кратко рассмотрены, следуя [5–7], алгоритмы (раздел 1) и особенности их применения с

учетом специфики формирования акустических сигналов в морской среде (раздел 2). С помощью модельного эксперимента проведен анализ влияния акустических физических факторов на свойства выборочных оценок корреляционных матриц (раздел 3.1) и рассмотрены пеленгационные рельефы различных вариантов алгоритмов (раздел 3.2). В заключительном разделе 4 сформулированы направления повышения эффективности адаптивных алгоритмов в акустических системах наблюдения.

1. АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

1.1. Классические алгоритмы

Классические алгоритмы широко известны по обширной литературе, см. например [8, 9]. Проведены обстоятельные их исследования при обнаружении и разрешении как слабых, так и сильных сигналов. Однако эти исследования, как правило, проводятся применительно к плосковолновым сигналам, при минимальных ошибках реализации приемных трактов и при объеме выборки, позволяющей реализовать их потенциальные возможности. Значительное внимание при этом уделяется возможности “разрешения” сигналов, т.е. получению отдельных отметок каждого наблюдаемого сигнала, которые определяют его параметры (направление прихода, амплитуду и др.).

Значительные возможности улучшения разрешающей способности могут обеспечить алгоритмы с нормированием сильных сигналов. Обширный список классических алгоритмов, модифицированных нормированием, приведен в работе [5]. Из этого списка выберем один из лучших (по разрешающей способности) классических алгоритмов EV (Джонсона) в классической и нормированной модификациях и рассмотрим их функционирование в условиях многолучевого распространения и наличия рассеяния.

Алгоритм EV (Джонсона) после нормирования сильных сигналов приобретает вид

$$S_{джнj} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\hat{\mathbf{R}}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}, \quad (1.1)$$

где $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X_k X_k^{*T}$ – выборочная оценка корреляционной матрицы, состоящая из K выборок входной смеси, а λ_m и \mathbf{U}_m – ее собственные числа и собственные векторы.

В соотношении (1.1) величина, обратная знаменателю, формирует классический алгоритм Джонсона при обнаружении $M > M_1$ сигналов, а

числитель обеспечивает нормировку M_1 сильных сигналов. В числителе алгоритма (1.1) подавление M_1 мешающих сигналов обеспечивается M_1 собственными векторами, соответствующими старшим собственным числам.

Модификацией алгоритма Барлета с нормированием локальных помех после вычисления M_1 старших собственных чисел λ_m и соответствующих собственных векторов U_m является соотношение

$$S_{j\text{БСВН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\hat{\mathbf{R}} - \sum_{m=1}^{M_1} \lambda_m \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}. \quad (1.2)$$

В соотношении (1.2) осуществляются операции, аналогичные (1.1), но в числителе подавляются M_1 сильных сигналов, а знаменатель обеспечивает нормировку выходного эффекта в направлениях на сильные сигналы.

Параметры алгоритмов (1.1) и (1.2):

- число элементов антенны L ;
- объем выборки для оценки корреляционной матрицы (до $4L$);
- число сильных источников, подавляемых при обнаружении слабых сигналов M_1 ;
- в (1.1) число ожидаемых слабых источников $M - M_1$.

1.2. Проекционные алгоритмы

Помимо приведенных алгоритмов задача разрешения слабых сигналов в присутствии сильных сигналов может быть реализована на основе проекционных алгоритмов, построенных на основе ортогонального проектора (прямого), использующего непосредственно входную выборку в элементах антенной решетки [10]:

$$\mathbf{X}_t \left[\mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}, \quad (1.3)$$

где \mathbf{X}_t – матрица размерности $L \times K$, состоящая из $M_1 < K < L$ векторов-столбцов входной выборки размерности L в $1 \dots k \dots K$ последовательных временных (частотных) интервалах спектрального анализа, принадлежащих t -му временному интервалу наблюдения.

В последнем случае обнаружение и оценка параметров сильных сигналов производится с помощью соотношения [10]

$$S_{\text{пр}t} = \frac{1}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{\text{cl}t} \mathbf{V}_j}, \quad (1.4)$$

где

$$\hat{\mathbf{P}}_{\text{cl}t} = \mathbf{E} - \mathbf{X}_t(n) \left[\mathbf{X}_t^{*T}(n) \mathbf{X}_t(n) \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}(n) \quad (1.5)$$

– обратный ортогональный проектор – проекционная матрица размерности $L \times L$ распределенных помех (и слабых сигналов), а \mathbf{E} – единичная матрица размерности $L \times L$. При этом обращаемая матрица в (1.5) подвергается процедуре регуляризации, а временной интервал адаптации состоит из K выборок размерности L .

Оценка спектральных уровней слабых сигналов на интервале KT_1 спектральных отсчетов может производиться по формуле [5]

$$S_{\text{пр}jt} = \frac{1}{T_1} \sum_{k=1}^K \frac{\mathbf{A}_{jt}^{*T} \mathbf{X}_{kt} \mathbf{X}_{kt}^{*T} \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{\text{cl}t} \mathbf{V}_j} = \frac{1}{T_1} \sum_{t=1}^{T_1} \frac{\mathbf{A}_{jt}^{*T} \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{\text{cl}t} \mathbf{V}_j}, \quad (1.6)$$

где

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

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

$$\mathbf{A}_{jt} = \hat{\mathbf{P}}_{\text{cl}t} \mathbf{V}_j \quad (1.7)$$

– весовые коэффициенты размерности $L \times 1$ при суммировании сигналов от элементов антенны в j -м направлении на t -м временном интервале; T_1 – количество интервалов, на которых накапливаются частные результаты адаптивной обработки каждой из выборок размерности K на t -м интервале.

Принципиальным преимуществом алгоритмов, основанных на применении ортогонального проектора (1.5), является возможность формирования “быстрой” адаптивной процедуры подавления сильных сигналов при объеме выборки, существенно меньшей, чем число элементов антенны. Далее этот проектор используется для выделения и накопления результатов наблюдения, обеспечивающих обнаружение слабых сигналов. Эти возможности рассматриваемых алгоритмов базируются на свойстве сильных сигналов формировать собственные числа и собственные векторы уже при объеме выборки существенно меньшей, чем число элементов антенны [6, 10].

Представляет интерес сравнение алгоритмов, построенных на основании ортогонального проектора (1.5), и алгоритмов, построенных с использованием “идеального” варианта ортогонального проектора, реализующего ту же идею, по выборке того же объема K , но с использованием пространственного спектрального анализа [7].

Для этого используется модификация рассмотренного алгоритма с использованием ортогонального проектора (вместо (1.3)):

$$\mathbf{P}_{2t} = \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_{mt} \mathbf{U}_{mt}^{*T}, \quad (1.8)$$

где U_m — m -й собственный вектор, соответствующий одному из M_1 старших собственных чисел матрицы $X_t X_t^{*T}$ размерности $L \times L$, полученной на частном временном интервале t длительностью $K (M_1 < K)$.

Используя соотношение (1.8), можно построить алгоритмы — аналоги формул (1.3)–(1.7) на основе этого “идеального” ортогонального проектора, прямо реализующего идею быстрого подавления сильных сигналов, но с использованием операции пространственного спектрального анализа.

Проекционные “быстрые” алгоритмы (1.3)–(1.7) характеризуются тремя параметрами:

— объемом выборки на каждом частном интервале K (интервал адаптации);

— числом элементов адаптивной антенны L ;

— числом частных интервалов t , накопленных в процессе адаптации T .

Определяющим параметром алгоритма (1.5) является размер выборки K . Этот размер определяет число собственных чисел и векторов, с помощью которых осуществляется анализ принимаемых сигналов. Размер ортогонального проектора должен быть таким, чтобы подавить достаточное число сильных мешающих колебаний, содержащихся в анализируемой выборке, но оставшиеся собственные числа и векторы должны сохранить информацию о параметрах помех и слабых сигналов в процессе накопления выборки, очищенной от мешающего воздействия сильных сигналов.

1.3. Фокусирующие матрицы

Идея фокусирующих матриц [11] заключается в коррекции фазированных векторов входной выборки в каждом частотном поддиапазоне к единой базовой частоте этого поддиапазона для того, чтобы исключить различие собственных векторов от одного источника на разных частотах в пределах интервала частотной корреляции флуктуаций. Преобразование выборки производится с помощью соотношения

$$Y(n) = TT(n)X(n), \quad (1.9)$$

где $X(n)$ и $Y(n)$ — выборка размерности $L \times K$ на частоте с номером n до и после корректировки; $T(n)$ — фокусирующая матрица, преобразующая фазированные вектора входной выборки от частоты, соответствующей n , к базовой частоте поддиапазона с номером n_0 ; T — интервал спектрального анализа. Методы формирования n_0 фокусирующих матриц рассмотрены в [11], предложения по их применению — в [3].

Откорректированная входная выборка на любой частоте с номерами от n_{\min} до n_{\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 становится возможным использование соседних частот без фокусировки, однако при этом необходимо учесть возможные потери.

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ РАССЕЯНИЯ

2.1. Условия многолучевого распространения

Рассмотрим выборочную корреляционную матрицу спектральных отсчетов в условиях многолучевого распространения. Формирование выборочной оценки корреляционной матрицы для n -го спектрального отсчета включает следующие математические операции:

$$\hat{R}_S(n) = \frac{1}{F_{\max}} \sum_{F=1}^{F_{\max}} X_F(n) X_F^{*T}(n), \quad (2.1)$$

где $X_F^{*T}(n) = [x_{1F}^*(n) \dots x_{qF}^*(n) \dots x_{LF}^*(n)]$ — вектор-строка n -х спектральный отсчетов в элементах антенной решетки на F -м временном интервале спектрального анализа, общее число выборок для формирования матрицы (2.1) равно F_{\max} .

На F -м временном интервале спектрального анализа n -й спектральный отсчет m -го многолучевого сигнала, состоящего из $1 \dots j \dots J$ лучей, представится в виде суммы

$$X_{Fm}(n) = \sum_{j=1}^J \sqrt{S_{mj}(n)} x_{mj}(F, n) e^{i\omega_n \tau_{jm}} V_{mj}(n), \quad (2.2)$$

где $S_{mj}(n)$ — энергетическая характеристика j -го луча, $x_{mj}(F, n)$ — случайная реализация m -го сигнала j -го луча, при этом сигналы различных лучей одного источника полностью или частично коррелированы между собой, а вектор $V_{mj}(n)$ размерности $(L \times 1)$ определяет направление прихода j -го луча m -го источника, τ_{jm} — время распространения j -го луча, ω_n — частота n -го спектрального отсчета.

Взаимная спектральная плотность мощности двух лучей определится как результат фильтрации сигнала источника средой и анализатором спектра с шириной спектрального окна $1/T$, настроенным на частоту $\omega_n = \frac{2\pi}{T} n$, при этом передаточная функция среды учитывает как параметры среды, так и доплеровские искажения, вызванные движением источника сигнала [6].

При плавно изменяющемся спектре сигнала в окрестности антенны и не очень узкополосном спектральном анализе $\omega_n(\alpha_i - \alpha_l) \leq \frac{2\pi}{T}$ взаимную спектральную плотность мощности i -го и l -го лучей на F -м временном интервале $S_{il}(n)$ можно приближенно представить в виде [6]

$$S_{il}(n) = \sqrt{S_i(n)S_l(n)}p_{il}(n)e^{-i\gamma_{il}(n)}e^{i\Delta\gamma_{ilF}(n)}, \quad (2.3)$$

где $S_i(n)$ и $S_l(n)$ – спектральные характеристики i -го и l -го лучей; $p_{il}(n)$ – обобщенный коэффициент корреляции n -х спектральных отсчетов i -го и l -го лучей

$$p_{il}(n) = \frac{|S_{il}(n)|}{\sqrt{S_i(n)S_l(n)}}, \quad (2.4)$$

$$\gamma_{il} = \frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}(\alpha_i\tau_{0i} - \alpha_l\tau_{0l}) + \varphi_i - \varphi_l$$

– фаза корреляции i -го и l -го лучей к моменту начала спектрального анализа;

$$\Delta\gamma_{il} = \frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}T(\alpha_i - \alpha_l) \quad (2.5)$$

– дополнительный сдвиг фазы корреляции на одном интервале спектрального анализа за счет различия доплеровских коэффициентов, так что текущий дополнительный фазовый сдвиг на F -м интервале примет вид

$$\Delta\gamma_{ilF} = \frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}\left[\frac{T}{2} + T(F-1)\right](\alpha_i - \alpha_l), \quad (2.6)$$

$$\alpha_i = \frac{1}{1 - \frac{V_U}{c}\cos\psi_i\cos\theta_i}, \quad (2.7)$$

где α_i – коэффициент доплеровского растяжения (сжатия) излученного сигнала по i -му лучу с учетом скорости источника V_U , курсового угла ψ_i и угла скольжения θ_i i -го луча. С учетом суммирования последовательности спектральных отсчетов (2.6) на $1 \dots F_{\max}$ интервалах накопления, взаимная спектральная плотность мощности (2.3) получит комплексный сомножитель

$$\frac{\sin\left[\frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}(\alpha_i - \alpha_l)\frac{T}{2}F_{\max}\right]}{F_{\max}\sin\left(\frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}(\alpha_i - \alpha_l)\frac{T}{2}\right)} \times \exp\left(-i\frac{\omega_n}{\sqrt{\alpha_i\alpha_l}}(\alpha_i - \alpha_l)\frac{T}{2}F_{\max}\right), \quad (2.8)$$

который может уменьшить модуль корреляции и изменить фазу корреляции лучей в процессе накопления корреляционной матрицы.

Таким образом, при наличии различий доплеровских коэффициентов лучей при длительном накоплении выборочной оценки корреляционной матрицы будет происходить уменьшение корреля-

ции между лучами. Нарушение корреляции лучей (мод) происходит также вследствие влияния неоднородностей среды, внутренних волн [12], прибрежного клина [13], подводных течений [14], многократных отражений от поверхности и других физических факторов.

При дальнейших исследованиях условия многолучевого распространения сильных сигналов будут определяться количеством лучей, их спектральной плотностью мощности, направлением прихода, коэффициентом корреляции между сигналами лучей, “дрейфом” фаз на одном интервале спектрального анализа и количеством интервалов спектрального анализа при накоплении выборки.

2.2. Модель сигналов с учетом рассеяния

Для учета рассеяния представим вектор-столбец направлений прихода сигнала в соотношении (2.2) в виде [15]

$$\mathbf{V}_{mj}(F, n) = \begin{pmatrix} |G_m(1, n, F)| \\ \dots \\ e^{i\omega_n\tau_{jq}}G_j(q, n, F) \\ \dots \\ e^{i\omega_n\tau_{jL}}G_j(L, n, F) \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

В соотношении (2.9) вектор $\mathbf{V}_{mj}(F, n)$ зависит не только от временных задержек j -го луча на каждом $1 \dots q \dots L$ элементе антенны, но и от случайных функций $G_j(q, n, F)$, определяющих искажения каждого луча при распространении в среде.

Функция искажений может быть представлена [15] в следующих модификациях:

а) гауссов канал

$$G_j(q, n, F) = G_{oj} + \sqrt{1 - G_{oj}^2}y_j(q, n, F), \quad (2.10)$$

б) канал с фазовыми флуктуациями

$$G_{j\Phi}(q, n, F) = e^{i\omega_n\sigma_\tau y_j(q, n, F)}, \quad (2.11)$$

где в соотношении (2.10) G_{oj} – корень квадратный из коэффициента когерентности (детерминированная часть функции передачи среды, вещественное число меньше единицы) j -го источника, а $y_j(q, n, F)$ – функция, определяющая искажения фронта волны на q -м элементе антенны n -го спектрального отсчета на F -м интервале спектрального анализа. Для соотношения (2.10) функция $y_j(q, n, F)$ имитируется в виде дискретной комплексной (для формулы (2.11) – вещественной) нормальной случайной последовательности с единичной дисперсией, при этом в соотношении (2.11) σ_τ – среднеквадратичное отклонение флуктуаций времени распространения.

Пространственно-временная-частотная функция когерентности [15] характеризует корреляцию флуктуаций, разнесенных в пространстве между q -м и p -м элементами антенны, между спектральными отсчетами с номерами n_i и n_r и между выборками спектральных отсчетов на F_i и F_k интервалах спектрального анализа. Представим ее в виде произведения сечений в пространстве, по частоте и во времени, аппроксимированных экспоненциальными зависимостями для линейной эквидистантной антенны:

$$G_m(q, p, n_i, n_r, F_i, F_k) = e^{-RQ|q-p|} e^{-RN|n_i-n_r|} e^{-RF|F_i-F_k|}. \quad (2.12)$$

В соотношении (2.12): RQ — коэффициент пространственной корреляции флуктуаций между двумя соседними элементами антенны, разнесенными в пространстве; RDN — коэффициент частотной корреляции флуктуаций между двумя соседними спектральными отсчетами, разнесенными по частоте; RDF — коэффициент временной корреляции флуктуаций между двумя спектральными отсчетами с одинаковыми номерами, разнесенными во времени на один интервал спектрального анализа.

Соотношения (2.10)–(2.12) допускают две трактовки. С одной стороны, после усреднения по множеству реализаций флуктуаций и тройного преобразования Фурье по пространству, времени и частоте [15] они определяют функцию рассеяния, которая характеризует уширение спектров сигнала в пространстве, по частоте и по времени. Однако такие характеристики определяют усредненные свойства рассеянного сигнала, которые проявляются после усреднения в пространстве, по времени и по частоте. Другая трактовка [2, 16, 17] соотношений (2.10)–(2.12) предполагает, что функция $y_j(q, n, F)$ сильного мешающего сигнала является текущими искажениями его характеристик, которые обладают определенной стабильностью в пространстве, во времени и по частоте. При такой трактовке адаптивные методы могут учесть конкретные особенности мешающего сигнала и осуществить полное или частичное его подавление вместе с присущими ему искажениями. Для этого размер выборки для адаптации должен быть сформирован на таком участке входных воздействий, где значения функции искажений этого сигнала стабильны и близки между собой.

Пространственно-временная-частотная корреляция флуктуаций акустических сигналов рассматривалась в литературе по акустике океана, как в теоретическом, так и в экспериментальном плане [16–23]. Имеются отдельные экспериментальные результаты по оценке интервала частотной корреляции флуктуаций. В работе [19] приводятся результаты экспериментальных измерений, где от источника, расположенного на

расстоянии ~2.3 км, на частотах 1, 2 и 4 кГц интервал частотной корреляции огибающей (которая связана с общей корреляцией флуктуаций) по уровню $1/e$ составил величину 100, 85 и 75 Гц, соответственно. В работе [20] от источника, расположенного на расстоянии 125 км, на частоте ~1 кГц интервал частотной корреляции флуктуаций (также по уровню порядка $1/e$) составил величину ~25 Гц.

Эти результаты свидетельствуют о том, что интервал частотной корреляции флуктуаций составляет величину порядка одного процента, либо крупных долей процента от значения частоты. В связи с этим становится реальной стратегия адаптивного приема широкополосных акустических сигналов, использующих частотную корреляцию флуктуаций акустических сигналов [25, 26]. В этом случае общая полоса приема разбивается на ряд частных интервалов, размер каждого из которых равен или меньше интервала частотной корреляции флуктуаций. Адаптивный прием с подавлением рассеянных компонент сильных сигналов реализуется в пределах каждого такого частного интервала частот. Выходные эффекты адаптивных алгоритмов на частных интервалах (адаптивных поддиапазонах) суммируются в пределах общего частотного диапазона акустического средства.

Рассмотрим теперь возможные пути формирования выборки необходимого объема. Чтобы уменьшить влияние рассеяния за счет формирования выборки с близкими частотными искажениями, при проведении модельных исследований будем контролировать параметр

$$R(N-1) = \exp\left(-\frac{1}{2T\Delta F_k} \ln R_D(N-1)\right), \quad (2.13)$$

где $(N-1)$ — максимальная разница номеров между крайними отсчетами, используемыми в выборке для адаптации, частного поддиапазона; ΔF_k — интервал частотной корреляции флуктуаций (на уровне $\exp(-0.5) = 0.606$) для рассматриваемого диапазона частот, а T — интервал спектрального анализа.

Требования к интервалу спектрального анализа определяются после логарифмирования соотношения (2.13) и определения интервала T , обеспечивающего заданный допустимый уровень корреляции $R_D(N-1)$:

$$T = -\frac{N-1}{2\Delta F_k \ln R_D(N-1)} \approx \frac{N-1}{2\Delta F_k [1 - R_D(N-1)]}. \quad (2.14)$$

В соотношении (2.14) приближенное равенство справедливо при близком к единице значении требуемого параметра $R_D(N-1)$, при этом чем выше уровень допустимой корреляции флуктуаций, тем больший интервал спектрального анализа должен использоваться. Отметим, что объем выборки, необходимый для классических алгоритмов, т.е. $\sim(3-4)L$, настолько велик, что реализация этих алгоритмов на основе только откор-

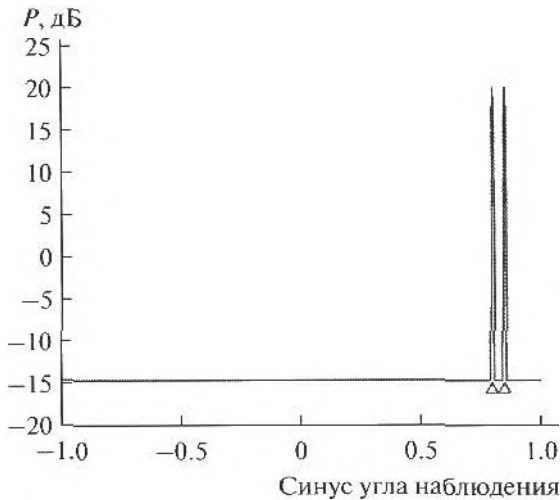


Рис. 1. Энергетические характеристики и направления прихода сильного многолучевого сигнала.

ректированных спектральных отсчетов с разными номерами, как правило, оказывается нереальной, так как диапазон частот становится значительно больше интервала частотной корреляции флуктуаций, и поэтому приходится использовать и временное, и частотное накопления.

Напротив, алгоритмы обнаружения слабых сигналов на основе “быстрых” алгоритмов вполне реально построить при использовании группы спектральных отсчетов в пределах интервала корреляции по частоте, принадлежащих одному временному интервалу спектрального анализа. Напомним, что для обеспечения условий для обнаружения слабых сигналов интервал спектрального анализа должен удовлетворять двум условиям: техническим требованиям, заданным формулой (1), и условию (2.14), которое должно обеспечить ослабление влияния рассеянных составляющих за счет использования в выборке сигналов с близкими флуктуациями.

3. МОДЕЛЬНЫЕ ИМИТАЦИОННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Дальнейшей задачей нашего исследования является имитационная модельная проверка рассматриваемых алгоритмов применительно к конкретным значениям параметров антенн, физическим условиям, помеховым ситуациям и конкретным параметрам алгоритмов. Модельные исследования состоят из двух частей.

В первой части исследуется влияние физических и технических факторов на структуру собственных чисел выборочных оценок корреляционных матриц, устанавливается ее взаимосвязь с физическими процессами формирования сигнала

на элементах антенны и методами обработки принятых сигналов.

Вторая часть иллюстрирует влияние рассматриваемых факторов на пеленгационные рельефы, сравнение которых позволяет выявить алгоритмы с лучшими параметрами по обнаружению и оценке параметров слабых сигналов.

3.1. Структура собственных чисел выборочных оценок корреляционных матриц

Анализ структуры собственных чисел при многолучевом распространении мешающих сигналов тесно связан с конкретными условиями распространения звука, параметрами приемных трактов и должен проводиться для каждого акустического средства наблюдения и с учетом условий его использования. Однако для простоты и наглядности анализ структуры собственных чисел выборочных оценок корреляционных матриц вначале будем проводить на простейшем примере. На рис. 1 приведены энергетические характеристики двухлучевого сигнала, поступающего под углом к оси антенны. Уровень сигналов на ненаправленном элементе антенны равен 100, уровень распределенных помех на ненаправленном элементе минимален, так что уровни на рисунках выше -30 дБ обусловлены продуктами искажения либо рассеяния сильных сигналов. За счет различия углов скольжения лучей углы между нормалью к оси антенны и индивидуальным лучом составляют величины $\arcsin 0.8$ и $\arcsin 0.85$, что соответствует различию углов скольжения лучей 19 град. Сигналы принимаются линейной антенной, состоящей из 24 элементов (далее будут рассматриваться варианты антенн с 36 и 64 элементами) с волновым межэлементным расстоянием 0.45 на средней частоте рассматриваемого частотного поддиапазона.

Предметом дальнейшего модельного исследования является оценка влияния следующих физических факторов:

- полная или частичная корреляция сигналов лучей;
- наличие или отсутствие доплеровского эффекта;
- различные варианты ошибок формирования весовых коэффициентов в антенне;
- величина интервала спектрального анализа;
- наличие рассеянных составляющих в многолучевом мешающем сигнале;
- объем и способ формирования выборки на структуру собственных чисел и, в частности, использование (или неиспользование) фокусирующих матриц до формирования выборочных оценок корреляционных матриц.

Рассматриваемый простейший пример учитывает основные особенности многолучевого распространения — расширение угловой зоны меша-

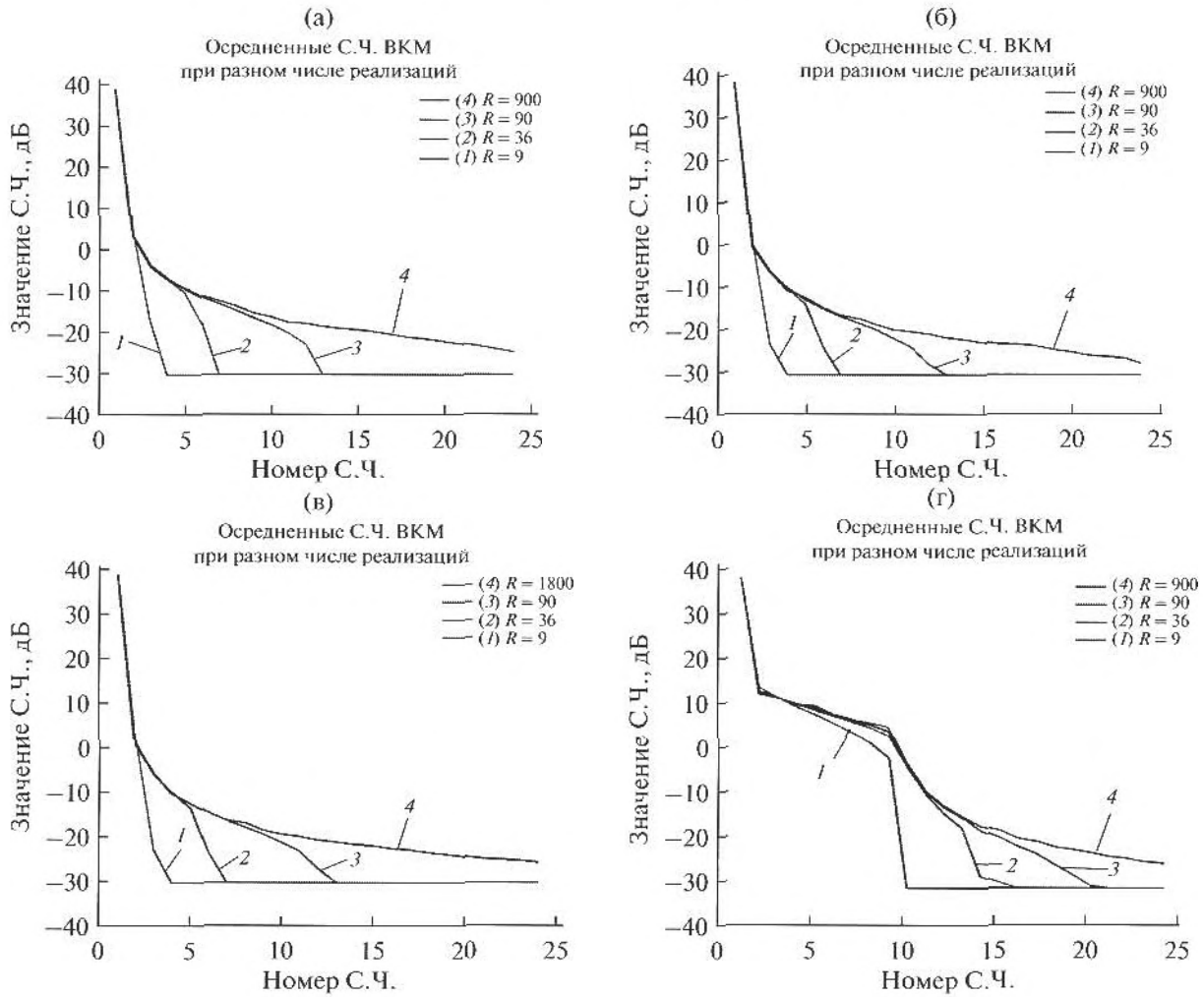


Рис. 2. Собственные числа (С.Ч.) выборочных оценок матриц при различных интервалах спектрального анализа и ошибках весовых коэффициентов антенн ($L = 24, N = 9, G = 1, \text{Dopler} = 0, \text{Corg} = 1, J = 2$).

(а) $dF = 0.82 \times 10^{-4}, b = 0$; (б) $dF = 1.65 \times 10^{-4}, b = 0$; (в) $dF = 0.82 \times 10^{-4}, b = 0.07$ (одинаковые);

(г) $dF = 0.82 \times 10^{-4}, b = 0.07$ (независимые).

ющего воздействия от локального источника, наличие коррелированных лучей и эффект Доплера, наличие рассеяния, а также параметры приемного тракта и способ формирования выборки для различных вариантов алгоритмов.

Накопление корреляционных матриц производится с использованием N спектральных отсчетов на одном временном интервале спектрального анализа (для “быстрых” алгоритмов, кривые 1 на рис. 1), а для классических алгоритмов накопление ведется дополнительно на ряде последовательных временных интервалов, кроме того, для анализа собственных чисел используются данные последовательных реализаций. В результате на рисунки выводятся данные пространственного спектрального анализа для различных объемов

выборки. Результаты, полученные для более коротких выборок, усредняются, в результате все зависимости от объема выборок получены при одном и том же общем объеме выборочного материала от элементов антенны.

При дальнейшем анализе вначале рассмотрим многолучевые плосковолновые сигналы и оценим влияние на них различных искажающих факторов. Собственные числа пронумерованы в порядке их убывания по оси абсцисс, а их численные значения в логарифмическом масштабе отложены по оси ординат. Завышенный уровень мешающих сигналов и минимальный шумовой фон, принятый в первых расчетных примерах, позволяют выявить детальные эффекты, которые в обычных условиях маскируются шумовым фоном.

На рис. 2а и 2б представлены собственные числа двулучевого пространственно когерентного сигнала ($G_o = 1$) с полной корреляцией двух лучей ($p_{ii}(n) = 1$) при отсутствии эффекта Доплера и случайных ошибок в элементах антенны ($b = 0$) для относительных полос спектрального анализа $dF = 0.82 \times 10^{-4}$ и 1.65×10^{-4} , соответственно.

Сопоставление этих рисунков свидетельствует, что коррелированные лучи с постоянной разницей фаз формируют одно (первое) собственное число, соответствующее их когерентному объединению. Второе и третье собственные числа характеризуют анизотропную компоненту, обусловленную частично когерентной составляющей из-за ограниченного интервала спектрального анализа. Уровень второго собственного числа соответствует соотношению (1), при этом различие относительных полос в два раза приводит к различию вторых собственных чисел на 3 дБ. При увеличении объема выборочных оценок матриц за счет накопления по времени, либо за счет разных реализаций, увеличивается уровень следующих по номеру собственных чисел, и при максимальном объеме выборки частично когерентная составляющая заполняет весь спектр собственных чисел.

На рис. 2в и 2г приведены аналогичные зависимости ($dF = 0.82 \times 10^{-4}$), но при наличии ошибок в элементах антенны. Различие ошибок на рис. 2в и 2г заключается в том, что в первом случае ошибки некоррелированы по элементам антенны, но одинаковы для всего поддиапазона частот из N спектральных отсчетов, а во втором случае ошибки некоррелированы и по элементам антенны, и по номерам частот спектральных составляющих.

В первом случае эти ошибки почти не искажают собственных чисел, т.к. сравнение рис. 2а и 2в показывает, что их различие несущественно.

Во втором случае (сравнение рис. 2в и 2г) некоррелированные по спектральным отсчетам ошибки внутри интервала адаптации приводят к резкому росту уровней собственных чисел с номерами вплоть до числа используемых спектральных отсчетов. Это свидетельствует о том, что ошибки, различные внутри сравнительно узкополосных адаптивных частотных поддиапазонов частот, используемых для формирования общей выборочной оценки матрицы, для адаптации недопустимы.

Рассмотрим теперь влияние доплеровского эффекта и частичной корреляции рассматриваемых лучей на структуру собственных чисел (рис. 3).

Рис. 3а рассчитан при наличии доплеровского эффекта, рис. 3б — при частично коррелированных лучах, рис. 3в — при некоррелированных лучах, а рис. 3г — при совместном наличии доплеровского эффекта, частично коррелированных лучей и случайных ошибок в элементах антенны. Анализ

рис. 3а показывает, что для матриц, сформированных на одном временном интервале спектрального анализа (кривая 1), состав собственных чисел не отличается от состава, приведенного на рис. 2в. Но при дополнительном использовании временного накопления (кривые 2, 3, 4) второе собственное число становится соизмеримым с первым, что подтверждает эффект нарушения корреляции лучей за счет доплеровского эффекта, а третьи собственные числа определяются ограниченным интервалом спектрального анализа. При частичной корреляции лучей (рис. 3б) доминирует первое собственное число, формируемое за счет энергии одного луча и коррелированной части второго, второе собственное число обусловлено остатком энергии последнего, а третьи и последующие собственные числа зависят от частично когерентных составляющих за счет ограниченной величины интервала спектрального анализа. При полностью некоррелированных лучах (рис. 3в) два луча формируют два примерно одинаковых собственных числа, а последующие собственные числа соответствуют ранее выявленным значениям. При совместном воздействии трех факторов при накоплении матриц на одном временном интервале структура собственных чисел близка к структуре частично коррелированных лучей, а при увеличении временного интервала накопления — к варианту некоррелированных лучей.

Далее переходим к анализу структуры собственных чисел при наличии, кроме рассмотренных факторов, рассеяния в канале распространения звука.

На рис. 4 представлены собственные числа оценок корреляционных матриц полностью коррелированных лучей с рассеянием ($G = 0.9$, $RDO = 0.85$, $RDR = 0.25$) при отсутствии доплеровского эффекта (рис. 4а). Собственные числа для ситуаций наличия доплеровского эффекта и частичной корреляции лучей (при $dF = 0.82 \times 10^{-4}$, $RDN = 0.988$ и при $dF = 1.65 \times 10^{-4}$, $RDN = 0.976$) приведены на рис. 4б и 4в. На рис. 4г приведены аналогичные собственные числа, но при уровне распределенных помех, равном 1 (0 дБ) на ненаправленных элементах антенны.

Анализ рис. 4 показывает, что наличие рассеяния приводит к существенному росту уровней собственных чисел с большими номерами. Так, для когерентной пары лучей (рис. 2а) при накоплении выборочной оценки матрицы только по частоте (кривая 1) уже второе собственное число уменьшается на 40 дБ по отношению к первому собственному числу и далее быстро достигает минимальных величин. При наличии рассеяния аналогичная зависимость (кривая 1 на рис. 4а) показывает увеличение как второго собственного числа, так и всех последующих, вплоть до числа накапливаемых частот. Особенно большой рост

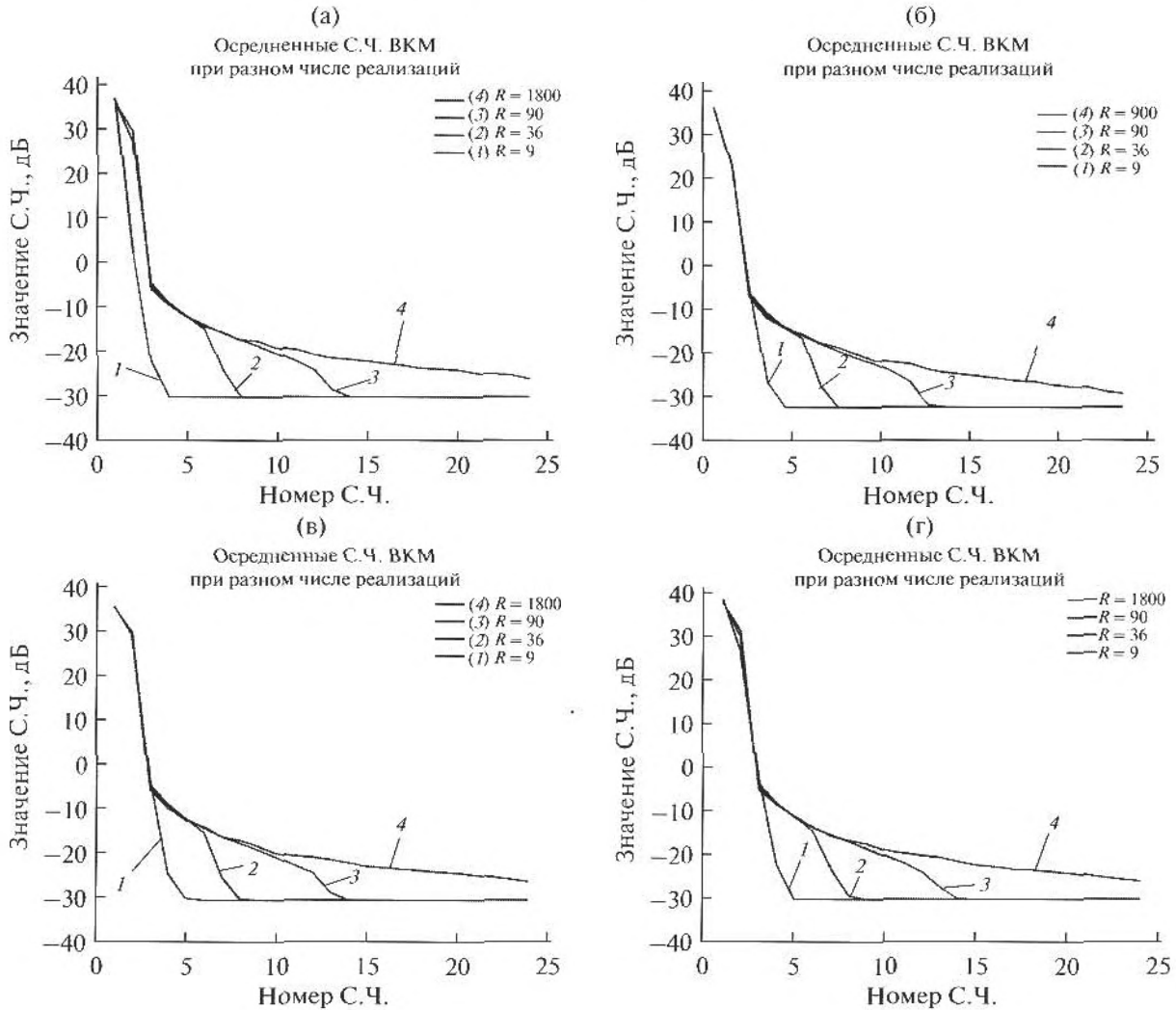


Рис. 3. Собственные числа выборочных оценок матриц при различных величинах доплеровского эффекта и корреляции между сигналами лучей ($L = 24$, $dF = 0.82 \times 10^{-4}$, $N = 9$, $G = 1$, $J = 2$, $b = 0.07$, распредел. помеха = 0). (а) Dopler = 0.8, Corr = 1; (б) Dopler = 0, Corr = 0.7; (в) Dopler = 0, Corr = 0; (г) Dopler = 0.8, Corr = 0.7.

уровня собственных чисел наблюдается для выборочных матриц, накопление которых производится с помощью как частотных, так и временных элементов входной выборки. Так, различие вторых собственных чисел между кривой 1 и группой кривых 2, 3 и 4 составляет величину 14 дБ, а уровень 4 дБ (-30 дБ по отношению к максимальному собственному числу) превышаетс двумя, пятью и одиннадцатью собственными числами для кривых 1, 2, 3, соответственно.

При наличии доплеровского эффекта и частичной корреляции сигналов лучей такое различие проявляется в уровне третьих собственных чисел, так как второе собственное число имеет высокий уровень (аналогично рис. 3г).

Уменьшение интервала спектрального анализа в два раза приводит к увеличению уровней стар-

ших собственных чисел при наличии рассеяния (на 3 дБ). Это обусловлено увеличением полосы частот спектрального анализа и, следовательно, уменьшением корреляции флуктуаций по частоте.

На рис. 4г все данные о сигналах повторяют данные рисунка 4в, но увеличен уровень распределенной некоррелированной по элементам антенны помехи (0 дБ на ненаправленном элементе антенны). Рост распределенной помехи приводит к маскировке малых собственных чисел шумовым фоном, однако наличие рассеяния увеличивает число и уровень составляющих помех, анизотропный фон которых создает дополнительные сложности при обнаружении слабых сигналов. Особенно значительный рост рассеянного фона наблюдается при хорошо усредненных выборочных оценках матриц за счет накопления их во

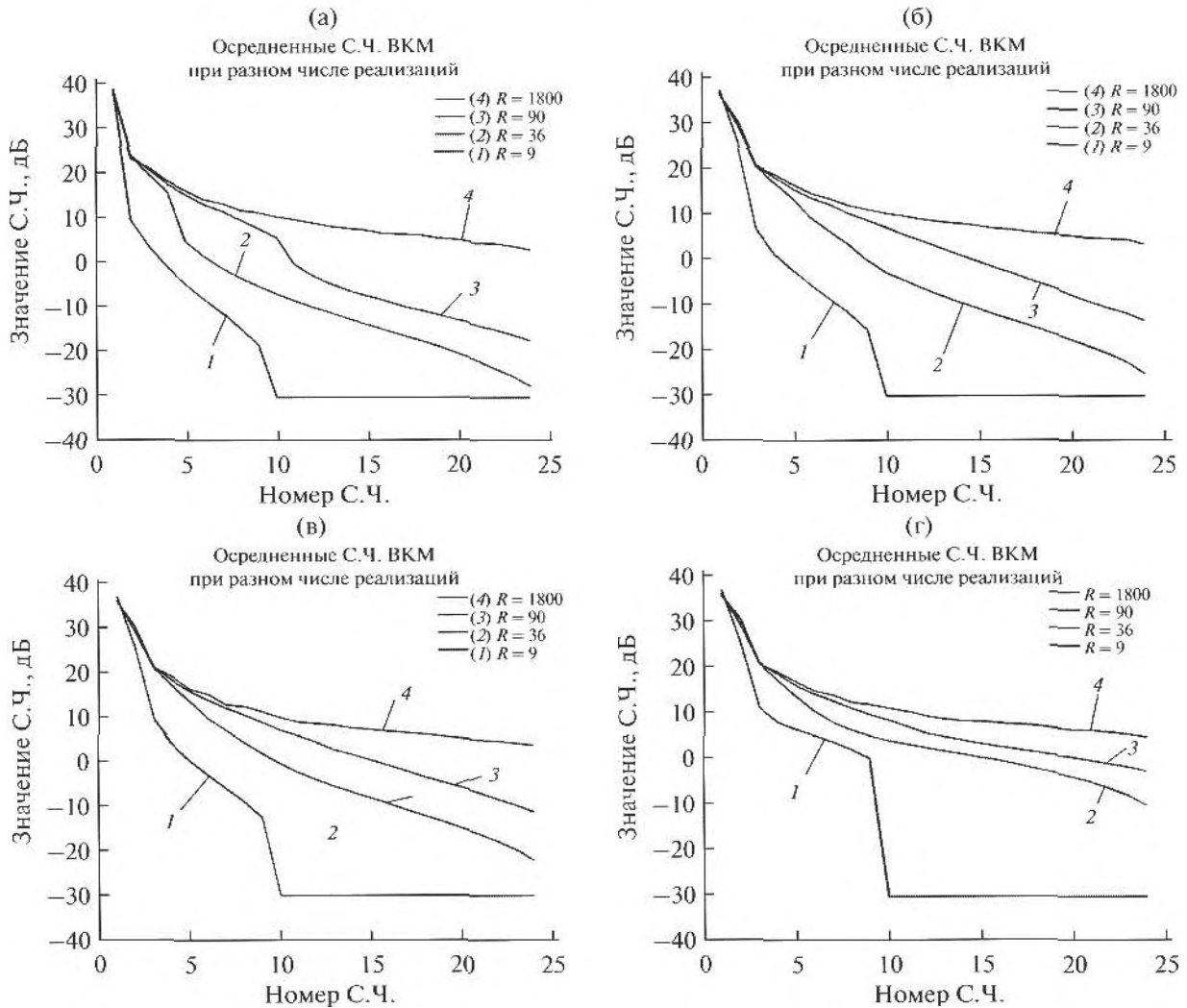


Рис. 4. Собственные числа выборочных оценок матриц при наличии рассеяния ($L = 24$, $N = 9$, $G = 0.9$, $b = 0.07$, $J = 2$). (а) Dopler = 0, Corr = 1, $dF = 0.82 \times 10^{-4}$; (б) Dopler = 0.8, Corr = 0.7, $dF = 0.82 \times 10^{-4}$; (в) Dopler = 0.8, Corr = 0.7, $dF = 1.65 \times 10^{-4}$; (г) Dopler = 0.8, Corr = 0.7, $dF = 1.5 \times 10^{-4}$, распредел. помеха = 1.

времени на участках выборки со слабо коррелированными флуктуациями по времени.

Принципиальной особенностью выделения слабых гидроакустических сигналов в условиях рассеяния является то, что принятое в классических адаптивных алгоритмах предположение о том, что число сигналов известно, оказывается неприменимым в рассматриваемых ситуациях, поскольку формальное число источников и даже лучей не определяет число мешающих физических факторов. Различные варианты взаимодействия между интенсивными лучами, в особенности рассеянные компоненты, порождают дополнительные мешающие факторы, выявляемые при спектральном анализе выборочных матриц.

3.2. Пеленгационные рельефы адаптивных алгоритмов в условиях многолучевого распространения и рассеяния

Рассмотрим вначале пеленгационные рельефы в сравнительно простой ситуации. К одному рассмотренному ранее двухлучевому сигналу добавим один сравнительно слабый сигнал с разницей синусов к ближнему лучу, равной 0.04 (1.15 от полураствора характеристики направленности) с уровнем 0.1 (на одном элементе антенны) и увеличим размер антенны до 64 элементов. Этот сигнал необходимо обнаружить и оценить его параметры (рис. 5). Для обнаружения используем поддиапазон из 31 спектрального отсчета (коэффициент корреляции частотных флуктуаций между крайними

спектральными отсчетами равен 0.7, $RDR = 0.25$, $RDQ = 0.85$).

В дальнейшем на рисунках классический алгоритм Джонсона обозначается кривыми под номером 1, с нормированием (формула (1.1)) – под номером 2, алгоритм Барлета с подавлением сильных сигналов с помощью собственных чисел и векторов (формула (1.2)) – под номером 3, алгоритмы для обнаружения слабых сигналов (формула (1.6)) – под номером 4 и аналог этого алгоритма на основе проектора (1.8) – кривыми по номером 5.

Проанализируем структуру собственных чисел (рис. 6а) и соответствующие пеленгационные рельефы (рис. 6б и 6в) для антенны из 64 элементов. Уровень собственного числа слабого сигнала на рис. 6а ($10\lg(0.1 \times 64) = 8$ дБ) по отношению к уровню собственных чисел мешающих лучей составляет -30 дБ. Определим, сколько собственных чисел помехи превышает этот уровень для разных вариантов накопления матрицы. Для матрицы, сформированной на одном интервале спектрального анализа (кривая 1), этот уровень превышают восемь собственных чисел (их значения быстро спадают с ростом номера собственного числа), для кривой 2 (4 интервала спектрального анализа) – 12 собственных чисел и для кривой 3 (10 интервалов) – 19 собственных чисел.

При этом для последних кривых наблюдается медленный спад уровня с ростом номера собственного числа. Поэтому алгоритму, используемому вариант кривой 1, приходится решать значительно более простую задачу по обнаружению слабого сигнала. Это видно на пеленгационных рельефах, представленных на рис. 6б и 6в. В первом случае, несмотря на анизотропный фон, обусловленный рассеянными компонентами сильных сигналов, четко видны отметки слабой цели (проекционные алгоритмы, накопление матрицы на одном интервале спектрального анализа) и отсутствуют такие отметки для классических алгоритмов (накопление на 10 таких интервалах на рис. 6в).

На рис. 6г представлены пеленгационные рельефы для той же ситуации, но при использовании антенны меньших волновых размеров (36 элементов, угловое отстояние от ближнего луча 0.65 от полураствора характеристики направленности). Если в предыдущем случае слабый сигнал находился за пределами основного лепестка остронаправленной антенны, то в последнем случае он находится в пределах основного лепестка. Тем не менее, слабый сигнал надежно выделяется на пеленгационных рельефах проекционных алгоритмов.

Рассмотрим более сложную многосигнальную ситуацию, при которой группа из четырех двулучевых сильных сигналов (уровень каждого луча на ненаправленном элементе антенны 10 дБ, а различие углов скольжения 16 градусов) принимается 64-элементной линейной антенной. Вблизи

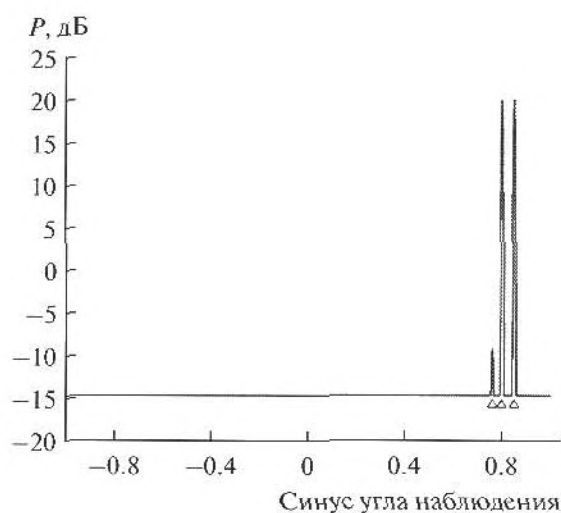


Рис. 5. Энергетические характеристики и направления прихода сильного многолучевого и слабого сигналов.

направления на ближний луч каждого сильного сигнала с угловым различием 0.5 от полураствора основного лепестка характеристики направленности антенны поступают 4 слабого сигнала, интенсивность которых на 30 дБ меньше интенсивности сигналов каждого из лучей (рис. 7). Поскольку косинус угла между осью антенны и направлением прихода луча равен произведению косинуса горизонтальной проекции этого угла и косинуса угла скольжения, то наибольшее различие направлений прихода лучей будет при приходе сигналов с носовых либо кормовых углов вдоль оси антенны. Положим далее, что проектная частота антенны равна 2 кГц, интервал частотной корреляции рассеянного поля на уровне 0.6 равен 14 Гц, коэффициент когерентности каждого луча равен 0.81, интервал спектрального анализа равен 6 с (3 с), коэффициент частотной корреляции между крайними 31 отсчетами равен 0.83 (0.7), соответственно. Временная корреляция флуктуаций между двумя соседними интервалами спектрального анализа 0.25 (быстрые флуктуации), интервал пространственной корреляции флуктуаций 1.5 м.

Прием и обработка сигналов производится в пяти адаптивных поддиапазонах, каждый из которых использует 31 спектральный отсчет. В случае приема сигналов в более широкой полосе частот следует использовать не пять, а значительно большее число адаптивных поддиапазонов. “Быстрые” алгоритмы (1.6) и их аналог на основе проектора (1.8) используют 31 спектральный отсчет для построения ортогональных проекторов (1.5) и (1.8) на одном интервале спектрального анализа.

Классические алгоритмы для обнаружения слабых сигналов используют дополнительное накопление выборочной оценки корреляционной

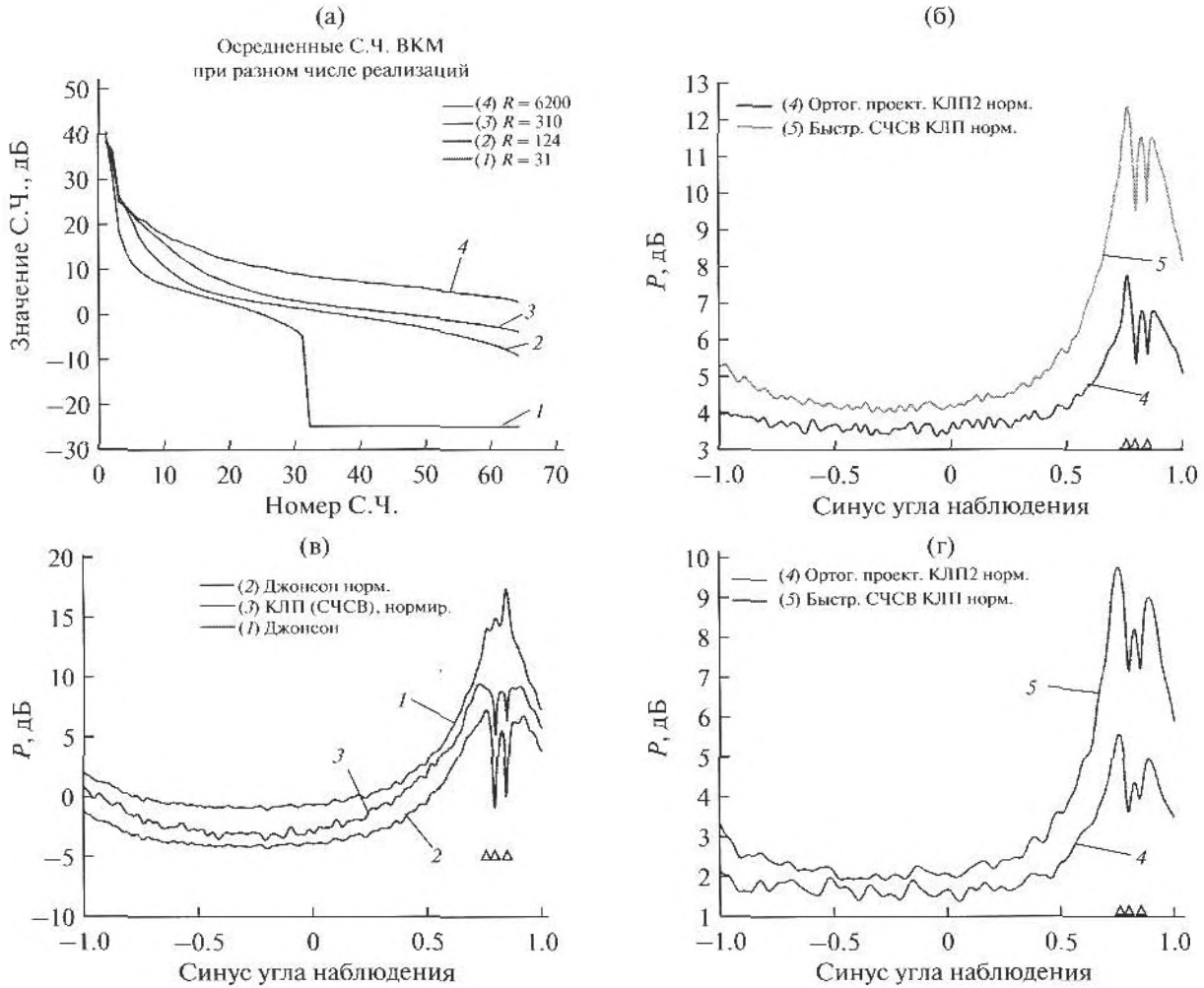


Рис. 6. Собственные числа и пеленгационные рельефы при обнаружении одиночного сигнала ($df = 1.65 \times 10^{-4}$, $Doplet = 0.8$, $Coгг = 0.7$, $G = 0.9$, $b = 0.07$).

(а) $L = 64$, $N = 31$; (б) пеленгационные рельефы, ортогональный проектор; (в) пеленгационные рельефы, классический алгоритм; (г) пеленгационные рельефы, ортогональный проектор, $L = 36$, $N = 15$.

матрицы на десяти временных интервалах спектрального анализа. Адаптация для всех алгоритмов проводится независимо в каждом из пяти адаптивных частотных поддиапазонах, а частные результаты суммируются при построении общих пеленгационных рельефов. Общая полоса частот составляет 25 Гц (при интервале спектрального анализа 3 с – 50 Гц).

На рис. 8 приведены пеленгационные рельефы для рассматриваемой ситуации. Рис. 8а, 8б и 8г получены при интервале спектрального анализа 6 с, а рис. 8в – 3 с.

Проекционные алгоритмы на рис. 8а позволяют правильно обнаружить все слабые сигналы. При этом искажения пеленгационных рельефов минимальны. Вариант, представленный на рис. 8б, рассчитан при отсутствии фокусировки спек-

тральных отсчетов. Это приводит к увеличению анизотропного фона и симметричных отметок, порожденных рассеянными и частично когерентными компонентами. Уменьшение интервала спектрального анализа (рис. 8в) также приводит к росту искажений пеленгационного рельефа, при этом алгоритмы без фокусирующих матриц (приведены в [4]) формируют еще большую анизотропию рассеянного поля и величину симметричных отметок.

Классические адаптивные алгоритмы (рис. 8г) не позволяют надежно выделить ни один из слабых сигналов. Причиной этому служит то, что классические алгоритмы для адаптации используют выборочную оценку корреляционной матрицы из 31 спектральных отсчетов на 10 последовательных интервалах спектрального анализа

в условиях быстрых флуктуаций, и отметки слабых сигналов теряются на фоне мощного усредненного рассеянного поля.

Напротив, “быстрые” алгоритмы работают на одном временном интервале спектрального анализа в частотном интервале внутри интервала корреляции флуктуаций по частоте, в результате чего эти флуктуации близки и могут рассматриваться (с определенной натяжкой) как статические на интервале адаптации, что позволяет резко ослабить влияние рассеянных сигналов. Отметим, что все варианты адаптивных алгоритмов (кроме варианта на рис. 8в) обеспечили подавление когерентных компонент многолучевых сигналов, поскольку в этих направлениях сформировались глубокие провалы пеленгационных рельефов.

Безусловно, неполная корреляция флуктуаций приводит к появлению остаточной неподавленной рассеянной компоненты акустического поля. Принятие автоматизированного решения об обнаружении и оценке параметров слабого сигнала является интересным направлением дальнейших исследований.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕОРЕТИЧЕСКОГО И ИМИТАЦИОННОГО АНАЛИЗА

Маскирующее действие сильных сигналов в условиях многолучевого распространения и рассеяния усиливается. Помимо частичного нарушения пространственной когерентности, при обработке проявляются дополнительные мешающие факторы, порожденные как многолучевым распространением, так и рассеянием. Многолучевое распространение характеризуется увеличением мешающих факторов при накоплении выборочной корреляционной матрицы. При длительном усреднении рассеянного поля в пространстве и во времени классические алгоритмы формируют сплошной анизотропный пространственный спектр, в том числе в направлении наблюдения, что маскирует отметки слабых сигналов.

С другой стороны, рассеяние порождает флуктуации, обладающие определенной стабильностью в пространстве и во времени, и на ограниченном интервале времени, частоты и пространства может характеризоваться как текущее искажение распространяющегося сигнала. Если за время стабильности искажений удастся завершить подавление сильного сигнала, то в качестве мешающего фактора выступает не усредненное множество искажений сигнала, а только его индивидуальные реализации. Проведенный анализ показал резкое сокращение собственных чисел (мешающих факторов) в выборках, полученных при близких для всех элементов выборки искажения поля сильного источника. При этом когерентные компоненты многолучевых сигналов формируют одно

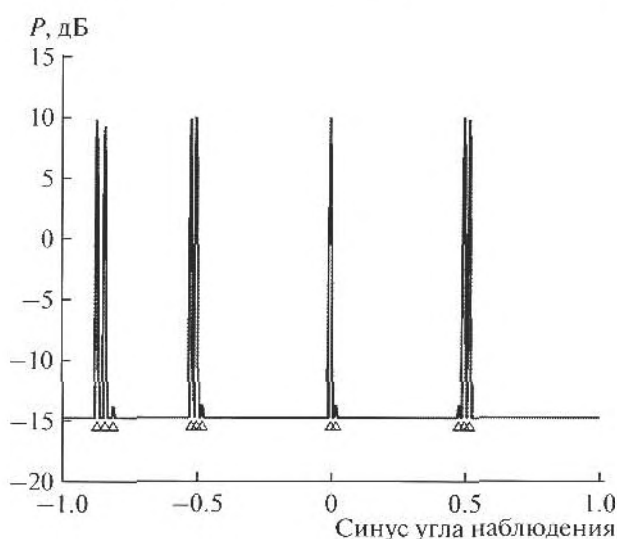


Рис. 7. Энергетические характеристики и направления прихода сильных многолучевых и слабых сигналов.

собственное число, несмотря на наличие доплеровского эффекта. Остаточные явления от влияния рассеяния в этом случае проявляются в результате неполной идентичности флуктуаций рассеянного поля и уменьшаются при увеличении корреляции флуктуаций между спектральными отсчетами. Реализация идеи ослабления мешающего поля за счет использования частотной корреляции его флуктуаций оказывается возможной за счет применения совокупности новых решений в области адаптивных методов, включая нормирование сильных сигналов, фокусирующие матрицы, “быстрые” алгоритмы.

Главный выигрыш проекционных алгоритмов проявляется за счет уменьшения числа мешающих факторов в условиях быстрого изменения характеристик мешающего воздействия. Рассмотренная комбинация адаптивных методов приема обеспечит значительные преимущества по сравнению с традиционной схемой применения классических алгоритмов. Конкретные результаты зависят от правильного использования физических характеристик сигналов и среды распространения, при этом возможны варианты использования параметров флуктуаций, обладающих стабильностью и по времени и по частоте. С точки зрения физики наибольшую ценность представляет знание полного набора физических параметров флуктуаций (коэффициент когерентности, интервалы временной, пространственной, частотной корреляции флуктуаций), в рамках которого целесообразно оценивать правило формирования выборки и эффективность адаптивных методов. Приведенные соображения свидетельствуют о дополнительных воз-

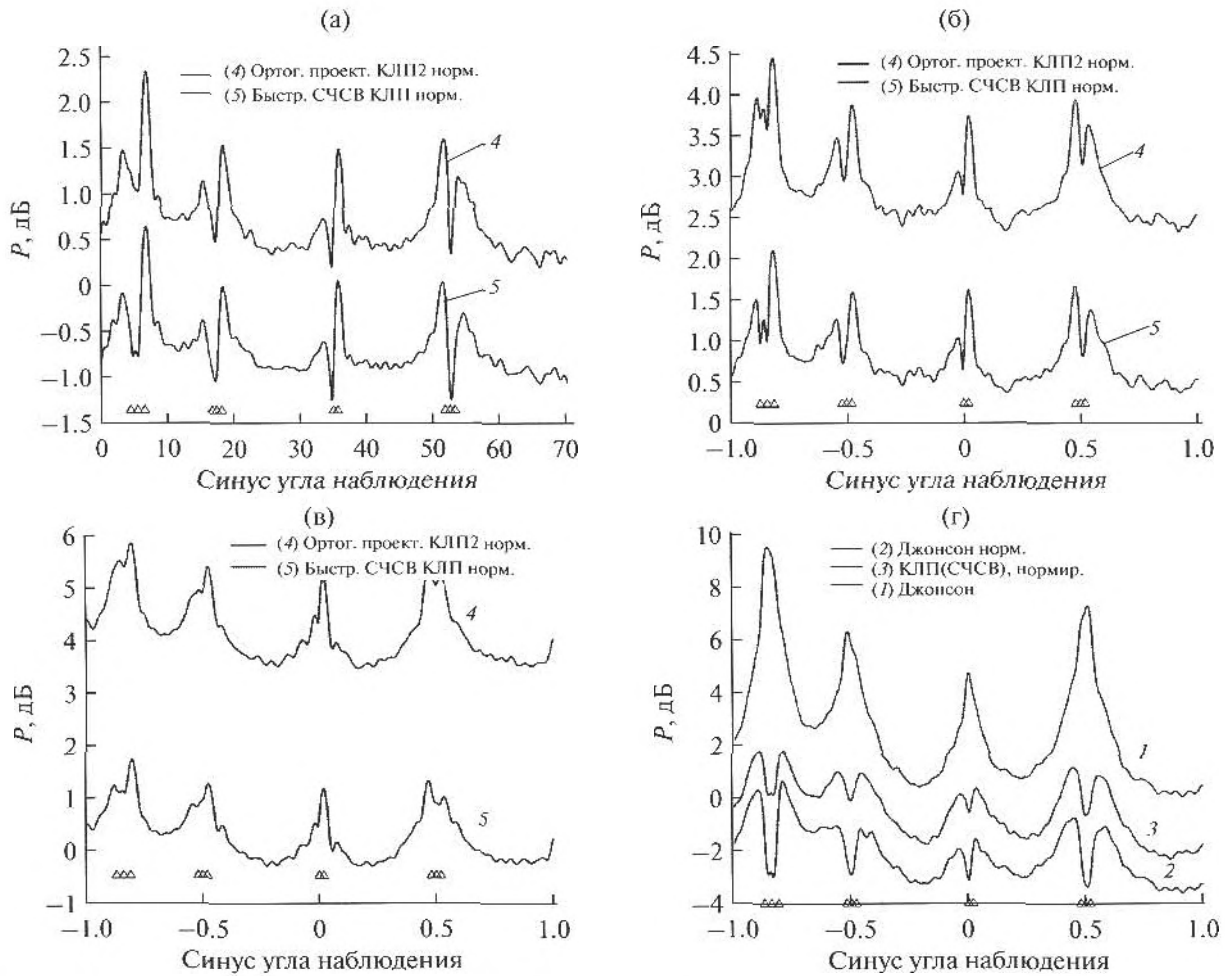


Рис. 8. Пеленгационные рельефы при обнаружении нескольких слабых сигналов, маскируемых многолучевыми сигналами при наличии рассеяния ($L = 64$, $N = 31$, $\text{Dopler} = 0.8$, $\text{Cогг} = 0.7$, $G = 0.9$, $b = 0.07$, пять поддиапазонов по 31 спектральному отсчету).

(а) $dF = 0.82 \times 10^{-4}$, с фокусировкой; (б) $dF = 0.82 \times 10^{-4}$, без фокусировки; (в) $dF = 1.65 \times 10^{-4}$, с фокусировкой; (г) $dF = 0.82 \times 10^{-4}$, с фокусировкой (а), (б), (в) – проекционные алгоритмы, (г) – классические.

можностях, заложенных в особенностях акустического поля, которые предстоит использовать на практике.

Исследования выполнены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты 11-08-01097-а и 12-08-00511-а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Курикса А.А. Об оптимальном использовании пространственно-временных сигналов // Радиотехника и электроника. 1963. Т. 8. № 4. С. 552–563.
2. Акустика океана / Под ред. Л.М. Бреховских. М.: Наука, 1974.
3. 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.
4. Малышкин Г.С., Шафранюк Ю.В. Адаптивный прием плосковолновых широкополосных сигналов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 66–77.
5. 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.
6. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2. Адаптивные методы. СПб: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электронприбор”, 2011. 374 с.
7. 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.

8. 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.
9. Krim H., Viberg M. Two decades of array signal processing research // IEEE Signal Processing Magazine. 1996. V. 7. P. 67–95.
10. 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.
11. Wang H., Kaveh M. Focusing matrices for coherent signal-subspace processing. 1988. V. ASSP-36. № 8. P. 1272–1281.
12. Colosi J.A. Acoustic mode coupling induced by shallow water nonlinear internal wave: sensitivity to environmental conditions and space–time scales of internal waves // J. Acoust. Soc. Am. 2008. V. 124. № 3. P. 1452–1464.
13. Heaney K.D., Murray I.I. Measurements of three dimensional propagation in a continental shelf environment // J. Acoust. Soc. Am.. 2009. V. 125. № 3. P. 1394–1402.
14. Orr M.H., Mignerey P.C. Matched-field processing gain degradation caused by tidal flow over continental shelf bathymetry // J. Acoust. Soc. Am. 2002. V. 111. № 6. P. 2615–2620.
15. Лаваль Р., Лабаск И. Влияние неоднородностей и нестабильностей среды на пространственно-временную обработку сигналов / В кн. “Подводная акустика и обработка сигналов”. М.: Мир, 1985. С. 43–68.
16. Гулин Э.П. Частотно-пространственно-временная корреляция волнового поля, рассеянного неровной поверхностью // Труды АКИН. 1967. № 2. С. 49–70.
17. Гулин Э.П., Малышев К.И. Некоторые результаты исследования частотной корреляции флуктуаций амплитуды звуковых сигналов // Акуст. журн. 1966. Т. 12. № 6. С. 110–112.
18. Лысанов Ю.П. Рассеяние звука неровными поверхностями / Акустика океана. М.: Наука, 1974.
19. Андреева И.Б., Чупров С.Д. Отражение и рассеяние звука взволнованной поверхностью / Акустика океана. М.: Наука, 1974. С. 359.
20. Чупров С.Д., Швачко Р.Ф. Звуковое поле в океане с учетом случайных неоднородностей среды / Акустика океана. М.: Наука, 1974. С. 603.
21. Чернов Л.А. Волны в случайно-неоднородных средах. М.: Наука, 1975. 172 с.
22. Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П. Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеиздат, 1982.
23. Ивакин А.Н. Рассеяние звука дном океана: результаты теоретических и экспериментальных исследований последних лет // Акуст. журн. 2012. Т. 58. № 2. С. 222–226.
24. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 1. Оптимальные методы. С.-Петербург: ГНЦ “Электроприбор”, 2011. 400 с.
25. 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”, С.-Петербург: “Наука”, 2012. С. 7–11.
26. Малышкин Г.С. Влияние рассеяния сильных мешающих гидроакустических сигналов на эффективность адаптивных алгоритмов при разрешении слабых сигналов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2013. Т. 6. № 1. С. 78–89.