

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.  
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 681.88

АДАПТИВНОЕ РАЗРЕШЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ  
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ЧАСТИЧНО НАРУШЕННОЙ  
КОГЕРЕНТНОЙ СТРУКТУРОЙ

© 2013 г. Г. С. Малышкин, А. В. Шафранюк

Концерн “ОАО “ЦНИИ “Электроприбор”

197046, Санкт-Петербург, ул. М. Посадская 30

E-mail: andval@hotmail.ru

Поступила в редакцию 24.02.2012 г.

В статье рассматривается вопрос разрешения слабого широкополосного сигнала на фоне сильного широкополосного сигнала с использованием адаптивных сверхразрешающих алгоритмов в условиях сигналов с нарушенной когерентностью. При этом формирование оценки корреляционной матрицы проводится не только с использованием временного, но и с использованием частотного накопления с применением фокусирующей матрицы, формируемой различными способами. Приводятся результаты имитационного моделирования и их анализ.

*Ключевые слова:* пространственно-частотный спектр, адаптивные алгоритмы пространственной фильтрации, влияющие факторы, фокусирующие матрицы, частично когерентные сигналы.

DOI: 10.7868/S0320791913040102

ВВЕДЕНИЕ

Исследование пространственного разрешения различных алгоритмов является одним из ключевых направлений развития современной радиоэлектронной техники различного назначения. Многочисленные публикации на эту тему [1–4] позволили выявить основные закономерности и количественные характеристики разрешения сигналов. Основные исследования в этом направлении нацелены на разрешение пространственно-когерентных сигналов, т.е. сигналов, имеющих плосковолновую структуру или другую известную форму волнового фронта. Применительно к гидроакустическим задачам разрешения сигналов (в особенности слабых сигналов маскируемых сильными) ситуация существенно усложняется влиянием реальной морской среды и особенностями структуры технических средств наблюдения за акустической обстановкой.

Таковыми факторами является наличие:

- сложной структуры сигналов при многолучевом распространении;
- флуктуаций, обусловленных рассеянием в среде и на шероховатых поверхностях;
- использования крупногабаритных широкополосных многоэлементных антенн со значительными волновыми размерами.

Данная статья посвящена третьему из обозначенных выше факторов. Исследование физиче-

ских особенностей гидроакустических сигналов при разрешении слабых сигналов (частично выполненное в [5, 6]) также имеет важное значение, заслуживающее отдельного детального анализа. При построении приемных трактов шумопеленгования временные сигналы на выходах элементов антенны подвергают БПФ с периодом спектрального анализа по времени  $T_1$ , а затем адаптивными, либо неадаптивными алгоритмами осуществляется пространственный анализ поля в заданном диапазоне частот с целью разрешения и обнаружения сигналов. Рассматривается выходная выборка с  $L$  элементов антенны произвольной, но известной конфигурации на периоде наблюдения  $T_0$ , включающая распределенные помехи с гладким спектром и  $M$  локальных плосковолновых широкополосных источников. При этом среди источников присутствуют сигналы существенно разного уровня.

При формировании сигналов часто используется модель плосковолнового сигнала вида

$$\mathbf{Z}_m(n) \mathbf{V}_m^+(n) = \mathbf{Z}_m(n) \left[ 1 \cdots e^{j\omega_n \tau_q} \cdots e^{j\omega_n \tau_L} \right], \quad (1)$$

где  $\mathbf{Z}_m(n)$  – реализация комплексного  $n$ -го спектрального отсчета  $m$ -го сигнала,  $\mathbf{V}_m^+(n)$  – фазирующий вектор  $n$ -го спектрального отсчета  $m$ -го сигнала, который определяется геометрией антенны,  $\omega_n = \frac{2\pi}{T_1} n$  при  $n = 0 \dots N_2$ , где  $n$  – номер спектрального отсчета, а  $T_1$  – временной интервал, исполь-

зубый для формирования входной выборки в элементах антенны при проведении БПФ,  $p = 1 \dots L$  – индекс элемента антенны,  $L$  – число элементов антенны. Использование модели (1) позволяет использовать корреляционную матрицу  $m$ -го входного сигнала в виде плосковолновой модели

$$\mathbf{P}_{sm}(n) = \mathbf{S}_{sm}(n) \mathbf{V}_m(n) \mathbf{V}_m^+(n), \quad (2)$$

где  $\mathbf{S}_{sm}(n)$  – спектральная характеристика  $n$ -го отсчета  $m$ -го сигнала. Элементы корреляционной матрицы в элементах антенны с учетом фиксированного интервала спектрального анализа  $T_1$  в приемном тракте описываются соотношением [5]:

$$\left[ S_{m0}(n) \dots S_{m0}(n) \left(1 - \frac{|\tau_q|}{T_1}\right) e^{j\omega_n \tau_q} \dots S_{m0}(n) \left(1 - \frac{|\tau_L|}{T_1}\right) e^{j\omega_n \tau_L} \right]. \quad (4)$$

Очевидно, что когерентное поле на элементах антенны определится элементом с минимальной корреляцией (максимальным временем распространения  $\tau_L$  между  $L$ -м и первым элементами антенны):

$$S_{mk}(n) = S_{m0}(n) \left(1 - \frac{|\tau_L|}{T_1}\right). \quad (5)$$

$$\left[ S_{mch}(n) \dots S_{mch}(n) \left(1 - \frac{|\tau_q|}{\tau_L}\right) e^{j\omega_n \tau_q} \dots S_{mch}(n) \left(1 - \frac{|\tau_L|}{\tau_L}\right) e^{j\omega_n \tau_L} \right], \quad (7)$$

где

$$S_{mch}(n) = S_{m0}(n) \frac{|\tau_L|}{T_1}. \quad (8)$$

– спектральная характеристика частично когерентного поля, причем его нормированная корреляционная матрица запишется в виде:

$$\left[ 1 \dots \left(1 - \frac{|\tau_q|}{\tau_L}\right) e^{j\omega_n \tau_q} \dots \left(1 - \frac{|\tau_{L-1}|}{\tau_L}\right) e^{j\omega_n \tau_{L-1}} \right]. \quad (9)$$

Из анализа соотношений (8) и (9) следует, что интенсивность частично когерентного поля определяется произведением интенсивности падающей плоской волны на отношение времени распространения сигнала вдоль антенны к интервалу спектрального анализа, а полный интервал пространственной корреляции  $2d_k$  частично когерентного поля (на уровне 2/3) равен 2/3 от размера антенны.

Для линейной эквидистантной антенны среднее направление прихода частично когерентного поля совпадает с направлением прихода плосковолнового сигнала, однако ширина пространственного спектра будет шире раствора основного лепестка характеристики направленности антенны (поскольку интервал пространственной

$$S_{qpm}(\omega_n) = S_{m0}(n) \left(1 - \frac{|\tau_{qp}|}{T_1}\right) e^{j\omega_n \tau_{qp}}, \quad (3)$$

где  $\tau_{qp}$  – разница времен распространения между  $q$ -м и  $p$ -м элементами антенны;  $S_{m0}(n)$  – спектральная характеристика  $n$ -го отсчета  $m$ -го сигнала на элементах антенны;  $p, q = 1 \dots L$  – индексы элементов антенны, определяющие попарно все возможные соотношения между ними (в данном случае разницу времен прихода).

Проведем анализ корреляционной матрицы (3). Первая строка корреляционной матрицы плосковолнового сигнала запишется в виде:

При этом когерентная составляющая поля определится выражением:

$$\left[ S_{mk}(n) \dots S_{mk}(n) e^{j\omega_n |\tau_q|} \dots S_{mk}(n) e^{j\omega_n |\tau_L|} \right], \quad (6)$$

а частично когерентная после поэлементного вычитания (6) из (4):

корреляции этого поля меньше размера антенны). В соотношении (3) отличие реального сигнала от полностью когерентного, заложенное в сомножителе  $1 - \frac{|\tau_{qp}|}{T_1}$ , как правило, невелико. Однако применительно к задаче разрешения слабого сигнала на фоне интенсивного мешающего сигнала с нарушенной когерентной структурой вида (3) этот фактор (как показывает последующий анализ) может оказаться весьма существенным. Это обусловлено тем, что интенсивность сильного сигнала может превышать интенсивность слабого сигнала в тысячи раз, и небольшие его искажения могут иметь мощность, превышающую общую мощность слабого.

Другой сложной задачей, которую приходится решать при реализации адаптивных методов приема сигналов, является формирование выборки для реализации адаптивных алгоритмов. При обнаружении слабых сигналов с помощью классических собственноструктурных алгоритмов выборочная оценка корреляционной матрицы должна формироваться по выборке размером не менее  $(3 \dots 4)L$ , что не всегда возможно, в силу ограни-

ченности интервала временной стационарности входного процесса.

Для широкополосных систем входной процесс представляется в виде совокупности спектральных отсчетов, которые можно считать статистически независимыми. Использование множества спектральных отсчетов некоторого частотного диапазона позволяет сократить требуемое число периодов спектрального анализа для формирования корреляционной матрицы. Однако для различных частот корреляционная матрица будет различна для одного и того же направления прихода широкополосного сигнала. В результате для одного и того же источника собственные векторы для каждой частоты будут различны. В связи с этим сформировался подход [1, 5, 7–11], предусматривающий преобразование входной выборки (спектральных отсчетов по элементам антенны) так, чтобы корреляционные матрицы для всех частот выбранного диапазона имели тождественную структуру, соответствующую некоторой базовой частоте.

В настоящее время определились два направления по способам коррекции входной выборки, которые позволяют сформировать одинаковые фазовые сдвиги для одного и того же направления во всех входных выборках частотного диапазона. Первое направление [1, 9] заключается в том, что необходимая коррекция производится с помощью интерполяции параметров поля в точки, для которых фазовые сдвиги от одного источника на различных частотах одинаковы. Примером реализации такого метода может служить работа [9], где интерполяция производится с использованием технологии пространственной коррекции масштаба. Другим направлением коррекции входной выборки является использование фокусирующих матриц [7, 8, 10]. В этих работах фокусирующие матрицы использованы для разрешения сильных широкополосных сигналов между собой. В работах [5, 11] предложены и проанализированы модификации основных адаптивных алгоритмов, предназначенные для обнаружения слабых сигналов в присутствии сильных локальных источников. Улучшение разрешения слабых сигналов достигается нормированием сильных сигналов, что позволяет снизить их локальное маскирующее действие.

Настоящая статья посвящена исследованию адаптивных алгоритмов с нормированием сильных сигналов применительно к разрешению слабых широкополосных источников на фоне мешающих сильных сигналов, с учетом нарушения их когерентности при спектральном анализе и применении различных вариантов фокусирующих матриц, а также сравнению алгоритмов с нормированием сильных сигналов с классическими ал-

горитмами. В разделе 1 описывается используемая модель сигналов и помех, в разделе 2 рассматриваются фокусирующие матрицы, в разделе 3 приводятся используемые далее алгоритмы с нормированием сильных сигналов, в разделе 4 приводятся результаты компьютерного моделирования, а в разделе 5 обсуждаются полученные результаты.

## 1. МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

Выборка с выходов элементов антенны  $L$ , произвольной, но известной конфигурации, наблюдается на временном интервале  $T_0$ , состоит из распределенных помех с гладким спектром и  $M$  локальных плосковолновых широкополосных источников. При этом среди  $M$  локальных источников присутствуют сигналы существенно разного уровня, в том числе  $M_1$  сигналов от сильных источников и  $M - M_1$  от слабых. Период спектрального анализа входных выборок составляет  $T_1$ , таким образом, входная выборка состоит из  $F_C = \frac{T_0}{T_1}$  интервалов спектрального анализа, при этом на каждом интервале формируется множество спектральных отсчетов  $n_{\min} \dots n \dots n_{\max}$ . Предполагается, что интервал спектрального анализа гораздо больше времени распространения сигналов вдоль антенны по любому направлению. В этом случае входная выборка  $n$ -х спектральных отсчетов на элементах антенны может быть представлена в виде:

$$X_F(n) = X_{sF}(n) + X_{nF}(n), \quad (10)$$

или  $X_F(n) = \mathbf{V}(n)\mathbf{Z}_F + \mathbf{X}_{nF}$ , где

$$X_{sF}(n) = [V_1(n) \cdots V_m(n) \cdots V_M(n)] \begin{bmatrix} Z_{1F}(n) \\ \vdots \\ Z_{mF}(n) \\ \vdots \\ Z_{MF}(n) \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^M \mathbf{v}_m(n) Z_{mF}(n) \quad (11)$$

– сумма  $n$ -х спектральных отсчетов всех  $M$  наблюдаемых плосковолновых источников, при этом каждый из  $1 \dots m \dots M$  источников характеризуется вектором направления  $\mathbf{v}_m(n)$  размерности  $L \times 1$  и комплексной амплитудой  $Z_{mF}(n)$   $m$ -го источника на  $F$ -м временном интервале;  $X_{nF}(n)$  – вектор-столбец  $n$ -х спектральных отсчетов помехи на  $F$ -м временном интервале наблюдения;

$$\mathbf{V}_m(n) = [V_1(n) \cdots V_m(n) \cdots V_M(n)] \quad (12)$$

— матрица фазирующих векторов для всех наблюдаемых плосковолновых источников размерности  $L \times M$ ;

$$\begin{bmatrix} Z_{1F}(n) \\ \vdots \\ Z_{mF}(n) \\ \vdots \\ Z_{MF}(n) \end{bmatrix}. \tag{13}$$

— вектор-столбец размерности  $M \times 1$  комплексных амплитуд  $n$ -х спектральных отсчетов всех локальных источников на  $F$ -м интервале наблюдения.

Комплексные амплитуды источников  $Z_{mF}(n)$  могут быть как некоррелированными между собой, так и коррелированными друг с другом применительно к условиям многолучевого распространения сигналов от одного источника.

Далее будет использоваться модель (1) плосковолновых сигналов, однако при модельном исследовании применялась ее расширенный вариант (3), учитывающий явление нарушения когерентности [12–15]. Кроме того, существенное влияние на сигнал оказывают ошибки измерений сигналов, вызванные технологией изготовления как чувствительных элементов, так и трактов обработки сигнала. Для отражения указанных явлений при имитации использовалась входная выборка на элементах антенны следующего вида:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{mF}(n) &= \mathbf{Z}_m(n) \mathbf{C} \mathbf{V}_m(n) = \\ &= \begin{bmatrix} Z_{m1}(n)(1 + b\xi_1) \\ \vdots \\ Z_{mq}(n)e^{j\omega_n \tau_{qm}}(1 + b\xi_q) \\ \vdots \\ Z_{mL}(n)e^{j\omega_n \tau_{Lm}}(1 + b\xi_{(L)}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{14}$$

Здесь

$$\mathbf{Z}_m(n) = \begin{bmatrix} Z_{m1}(n) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{m2}(n) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{mL}(n) \end{bmatrix} \tag{15}$$

— диагональная матрица комплексных амплитуд в элементах антенны для  $n$ -го источника, сформированная для линейной антенны с помощью соотношения

$$Z_{mq}(n) = R(m) Z_{m(q-1)}(n) + x\sqrt{1 - R^2(m)}, \tag{16}$$

где

$$R(m) = \left(1 - \frac{\tau_m}{T_1}\right) = \left(1 - \frac{dF}{2} \sin \alpha_m\right) \tag{17}$$

— корреляция комплексной амплитуды  $n$ -го отсчета  $m$ -го сигнала между парой соседних элементов

антенны,  $\tau_m = \frac{d_0}{c} \sin \alpha_m$  — время распространения

между соседними элементами,  $\frac{1}{T_1} = \Delta f = dF\phi_0 =$

$= dF \frac{c}{2d_0}$  — полоса спектрального анализа,  $dF = \frac{\Delta f}{f_0}$  —

относительная полоса спектрального анализа по отношению к ее верхней граничной (проектной) частоте  $f_0$ , при которой межэлементное расстояние

равно  $d_0 = \frac{\lambda}{2}$ ,  $x$  — реализация комплексной гауссов-

вой величины (спектральный отсчет). При  $\frac{\tau_L}{T_1} \ll 1$

имитация корреляции плосковолнового сигнала с помощью процесса авторегрессии (16) практически обеспечивает имитацию корреляции в соответствии с соотношением (3). Матрица  $\mathbf{C}$  состоит из диагональных элементов  $1 + b\xi_q$ , где  $\xi_q$  — случайные гауссовы комплексные величины с единичной дисперсией, независимые в каждом элементе антенны, одинаковые для близких по номеру спектральных отсчетов, имитирующие ошибки в элементах антенны. При этом параметр  $b$  определяет относительную СКО этих ошибок, так, например,  $b = 0.07$  определяет СКО ошибок по амплитуде 5% и по фазе  $3^\circ$ .

## 2. ФОКУСИРУЮЩИЕ МАТРИЦЫ

Идея фокусирующих матриц [7, 8] заключается в том, чтобы осуществить корректировку фазирующих векторов для группы частот  $\mathbf{V}(n_{\min}) \dots \mathbf{V}(n) \dots \mathbf{V}(n_{\max})$  к единой базовой частоте, например средней частоте рассматриваемого поддиапазона:

$$n_0 = \frac{n_{\min} + n_{\max}}{2}. \tag{18}$$

Это можно осуществить с помощью преобразования входной выборки  $\mathbf{X}(n)$ :

$$\mathbf{Y}_F(n) = \sqrt{T_1} \mathbf{T}(n) \mathbf{X}_F(n), \tag{19}$$

где  $\mathbf{Y}_F(n)$  — входная выборка для спектрального отсчета на  $n$ -м временном интервале после коррекции;  $\mathbf{T}(n)$  — фокусирующая матрица размерности  $L \times L$ , осуществляющая преобразование фазирующих векторов для частот, соответствующих номеру  $n$  к частоте с номером  $n_0$ , так что

$$\mathbf{V}_m(n_0) = \mathbf{T}(n) \mathbf{V}_m(n). \tag{20}$$

Существуют различные способы нахождения матрицы  $\mathbf{T}(n)$ , рассмотренные, в частности, в работах [7, 8] применительно к проблеме разрешения между собой двух сильных источников. При этом матрица  $\mathbf{T}(n)$  искалась в виде  $\mathbf{T}(n) = \mathbf{A}(n_0) \mathbf{A}^{-1}(n)$ , где состав матрицы  $\mathbf{A}$  будет определен ниже.

*Основные способы формирования фокусирующих матриц.* Рассмотрим основные способы форми-

рования фокусирующих матриц. Представим фокусирующую матрицу в виде:

$$\mathbf{T}(n) = \mathbf{A}(n_0)\mathbf{A}^{-1}(n), \quad (21)$$

где  $n$  – номер спектрального отсчета частотного диапазона, а  $n_0$  – номер спектрального отсчета базовой частоты.

Первый способ формирования фокусирующих матриц заключается в использовании предварительной оценки направлений прихода сигналов, подлежащих фокусировке, после чего матрицы  $\mathbf{A}(n)$  и  $\mathbf{A}(n_0)$  примут вид

$$\mathbf{A}(n) = [\mathbf{V}_1(n) \cdots \mathbf{V}_m(n) \cdots \mathbf{V}_{M_1}(n) \mathbf{C}], \quad (22)$$

$$\mathbf{A}(n_0) = [\mathbf{V}_1(n_0) \cdots \mathbf{V}_m(n_0) \cdots \mathbf{V}_{M_1}(n_0) \mathbf{C}], \quad (23)$$

где  $\mathbf{V}_m(n)$  – фазирующие вектора ( $1 \dots m \dots M_1$ ) сильных источников, координаты которых удалось определить, а  $\mathbf{C}$  – матрица, дополняющая матрицы  $\mathbf{A}(n)$  и  $\mathbf{A}(n_0)$  до полного ранга. В качестве матрицы  $\mathbf{C}$  может использоваться набор фазирующих векторов для любых других направлений, не совпадающих с выбранными  $1 \dots m \dots M_1$  источниками. Наиболее просто вычисление матрицы  $\mathbf{T}(n)$  (21) может быть проведено в случае использования матрицы [7]

$$\mathbf{C} = [0 \ \mathbf{E}]^T, \quad (24)$$

где  $0$  – прямоугольная нулевая матрица размерности  $M_1 \times (L - M_1)$ , а  $\mathbf{E}$  – единичная матрица размерности  $L - M_1$ . В этом случае для формирования обратной матрицы  $\mathbf{A}(n)$  обращается только блок размерности  $M_1 \times M_1$ , состоящий из  $M_1$  верхних строк матрицы  $\mathbf{V}_1(n) \cdots \mathbf{V}_m(n) \cdots \mathbf{V}_{M_1}(n)$ .

Заметим, что последний вариант фокусирующей матрицы не гарантирует нужного преобразования входной выборки для произвольного направления, где могут находиться слабые, еще не обнаруженные сигналы. Вместо матрицы  $\mathbf{C}$  может использоваться набор фазирующих векторов для любых других направлений. При этом данная фокусирующая матрица (особенно при использовании матрицы  $\mathbf{C}$ ) не гарантирует корректного преобразования входной выборки для произвольного направления и может приводить к искажениям распределенной помехи и локальных сигналов с них.

Другим способом формирования фокусирующих матриц [8] является построение такой матрицы с использованием сингулярного разложения корреляционной матрицы фазирующих векторов:

$$\mathbf{C} = \mathbf{V}(n)\mathbf{V}^+(n_0) \quad (25)$$

в виде

$$\mathbf{T}(n) = \mathbf{Q}(n)\mathbf{U}^+(n), \quad (26)$$

где столбцы матриц  $\mathbf{Q}(n)$  и  $\mathbf{U}(n)$  являются левыми и правыми сингулярными векторами матричного произведения

$$\begin{aligned} \mathbf{V}(n)\mathbf{V}^+(n_0) &= \\ &= [\mathbf{V}_1(n) \cdots \mathbf{V}_R(n)] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^+(n_0) \\ \vdots \\ \mathbf{V}_R^+(n_0) \end{bmatrix} = \sum_{r=1}^R \mathbf{V}_r(n)\mathbf{V}_r^+(n_0). \end{aligned} \quad (27)$$

При этом фокусирующая матрица  $\mathbf{T}(n)$  обладает дополнительными свойствами унитарности

$$\mathbf{T}^+(n)\mathbf{T}(n) = \mathbf{U}(n)\mathbf{Q}^+(n)\mathbf{Q}(n)\mathbf{U}^+(n) = \mathbf{E}. \quad (28)$$

Особенностью последнего варианта формирования фокусирующих матриц является возможность их применения при обнаружении и оценке параметров слабых, еще не обнаруженных сигналов, поступающих из неизвестного направления. В этом случае для построения фокусирующей матрицы целесообразно использовать количество векторов  $\mathbf{R}$  в соотношении (27) равное количеству ортогональных частотно-волновых выборок на частоте, соответствующей  $n_0$

$$\omega_{n_0} = \frac{2\pi}{T_1} n_0 = 2\pi f_0, \quad (29)$$

которое равно  $-\frac{Ld_0}{\lambda_0} < l < \frac{Ld_0}{\lambda_0}$ ,

$$R = \frac{2Ld_0}{\lambda_0}, \quad (30)$$

т.е. общее число частотно-волновых выборок равно линейному размеру антенны, поделенному на половину длины волны в окрестности частоты  $f_0 = \frac{n_0}{T_1}$ , где  $T_1$  – интервал спектрального анализа,  $n_0$  – номер спектрального отсчета, к которому приводятся соседние спектральные отсчеты в диапазоне от  $n_{\min}$  до  $n_{\max}$ . Преимущество такого варианта построения фокусирующих матриц заключается в том, что:

- не требуется предварительной оценки направления поступающих сигналов как сильных, так и слабых;
- для построения фокусирующих матриц можно провести расчет их параметров, заранее избежав процедуры сингулярного разложения в процессе реального функционирования адаптивной системы.

Общим для фокусирующих матриц вида (21) с разновидностями  $\mathbf{A}(n_0)$  и  $\mathbf{A}(n)$  вида (24) и (27) является то, что откорректированная входная вы-

борка на любой частоте, соответствующей номерам от  $n_{\min}$  до  $n_{\max}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_F(n) &= \mathbf{T}(n)\mathbf{X}_F(n) = \mathbf{A}(n_0)\mathbf{A}^{-1}(n) \times \\ &\times [\mathbf{V}(n)\mathbf{Z}_F(n) + \mathbf{X}_{PF}(n)] = \\ &= \mathbf{V}(n_0)\mathbf{Z}_F(n) + \mathbf{T}(n)\mathbf{X}_{PF}(n), \end{aligned}$$

состоит из векторов наблюдения, соответствующих частоте с номером  $n_0$ .

В результате суммарная корреляционная матрица с граничными частотами от  $n_{\min}$  и  $n_{\max}$  примет вид:

$$\begin{aligned} \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} \mathbf{Y}(n)\mathbf{Y}^+(n) &= \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} [\mathbf{V}(n_0)\mathbf{Z}_F(n)\mathbf{Z}_F^+(n)\mathbf{V}^+(n_0) + \\ &+ \mathbf{T}(n)\mathbf{X}_{PF}(n)\mathbf{X}_{PF}^+(n)\mathbf{T}^+(n)] = \mathbf{V}(n_0) \times \\ &\times \left[ \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} \mathbf{P}_S(n) \right] \mathbf{V}^+(n_0) + \sum_{n=n_{\min}}^{n_{\max}} \mathbf{T}(n)\mathbf{P}_n(n)\mathbf{T}^+(n), \end{aligned} \quad (31)$$

где  $\mathbf{P}_S(n)$  – спектральная характеристика отсчетов в соотношении (31), просуммированная с равными весами в силу предположения о равномерности спектра сигнала внутри диапазона от  $n_{\min}$  до  $n_{\max}$ ,  $N = n_{\max} - n_{\min} + 1$ . Второе слагаемое в (31) определяет сумму корреляционных матриц распределенных помех после их преобразования фокусирующими матрицами  $\mathbf{T}(n)$ . При этом, в силу унитарности матрицы (28), корреляционная матрица помехи не изменяется. Таким образом, в результате преобразования входной выборки сигналы всех спектральных отсчетов, входящих в поддиапазон, приведены к единой частоте  $n_0$ , а энергетические характеристики плосковолновых сигналов суммируются.

### 3. АЛГОРИТМЫ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ И РАЗРЕШЕНИЯ СИЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Различные варианты адаптивных алгоритмов строятся на использовании выборочной оценки корреляционной матрицы размерности  $L \times L$

$$\mathbf{R}(n) = \frac{1}{F_{\max}} \sum_{F=1}^{F_{\max}} \mathbf{X}_F(n)\mathbf{X}_F^+(n), \quad (32)$$

где  $\mathbf{X}_F(n)$  – вектор-столбец размерности  $L \times 1$   $n$ -го спектрального отсчета  $F$ -й выборки на временном интервале спектрального анализа, при объеме выборки накопленной для адаптации  $\mathbf{R}(n)$ , равном  $F_{\max}$ .

Необходимый объем для формирования корреляционной матрицы может быть обеспечен как за счет накопления одноименных спектральных

отсчетов во времени ( $N = 1, F = 1 \dots F_{\max}$ ), так и за счет накопления различных спектральных отсчетов согласно (32); или за счет комбинированного варианта, когда необходимая выборка формируется частично за счет спектральных отсчетов различных частот (после их коррекции с помощью фокусирующих матриц) и частично за счет накопления таких групп частот во времени. При обнаружении слабых сигналов классическими алгоритмами, основанными на спектральном разложении выборочной оценки (32), объем выборки должен быть не менее  $3 \dots 4L$ .

Спектральное разложение выборочной оценки (32) имеет вид:

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+,$$

где  $\lambda_i$  и  $\mathbf{U}_i$  – собственные числа и ортонормированные собственные векторы выборочной оценки корреляционной матрицы, а  $i = 1 \dots L$  – индекс собственных чисел и векторов матрицы  $\mathbf{R}$ . Несмотря на то, что спектральное разложение является формальной математической операцией, оно позволяет выполнить важную функцию анализа физической сущности принимаемых колебаний, поскольку в одну группу  $\lambda_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+$  объединяются колебания, имеющие общую физическую природу. При этом собственные числа выражают энергетические характеристики, а собственные векторы – амплитудно-фазовую структуру принимаемых колебаний (с учетом влияния различных сигналов друг на друга). В частности,  $M_1$  старших собственных чисел (каждое с соответствующими собственными векторами  $\mathbf{U}_1 \dots \mathbf{U}_{M_1}$ ) определяют вклад в общее колебание  $M_1$  наиболее интенсивных сигналов.

Другим вариантом использования входной выборки для построения проекционных адаптивных алгоритмов является формирование ортогонального проектора размерности  $L \times L$  из  $K$  элементов входной выборки [11, 16, 17].

$$\mathbf{X}_t [\mathbf{X}_t^+ \mathbf{X}_t]^{-1} \mathbf{X}_t \approx \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+, \quad (33)$$

где  $\mathbf{X}_t$  – матрица размерности  $L \times K$ , состоящая из  $K$  вектор-столбцов входной выборки,  $t$  – индекс выборок внутри периода адаптации классических алгоритмов объемом  $F_{\max}$  таких, что формируется  $T = \frac{F_{\max}}{K}$  коротких выборок объемом  $K$ . Принципиальной особенностью ортогонального проектора (33) является то, что при объеме выборки  $K = \sqrt{M_1 L}$  (больше числа сильных источников  $M_1$ , но меньше числа элементов антенны  $L$ ) он формирует сумму из ортонормированных векторов

$M_1$  наиболее интенсивных сигналов согласно приближенному равенству (33). Таким образом, с помощью ортогонального проектора (33) удается выделить колебания наиболее интенсивных источников при объеме выборки  $K$  значительно меньшем, чем число элементов антенны  $L$  (короткая выборка). На основе соотношения (33) далее удастся построить алгоритмы обнаружения слабых сигналов.

В дальнейшем для обнаружения и разрешения слабых сигналов в рамках настоящей статьи будут рассматриваться алгоритмы, в которых для улучшения разрешения слабых сигналов используется нормирование сильных сигналов [5, 11] в двух вариантах:

- алгоритмы Джонсона и MUSIC, использующие спектральное разложение матрицы (32) при объеме выборки  $-4L$ ;
- проекционные алгоритмы на основе применения ортогонального проектора (33).

Классические алгоритмы Джонсона и MUSIC формируют оценки спектров  $M$  наблюдаемых сигналов с помощью соотношений

$$S_{Jn}(j) = \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{R}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j} = \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \sum_{i=1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+ - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}, \quad (34)$$

$$S_{\text{MUSIC}}(j) = \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{E} - \sum_{m=1}^M \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j} = \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \sum_{i=1}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+ - \sum_{m=1}^M \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}, \quad (35)$$

а нормированная модификация алгоритма Джонсона представится в виде:

$$S_{Jn}(j) = \frac{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{R}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j} = \frac{\mathbf{V}_j^+ \left[ \sum_{i=1}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+ - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \sum_{i=1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+ - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}. \quad (36)$$

В соотношениях (34)–(36) обращенная матрица  $\mathbf{R}^{-1} = \sum_{i=1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+$  и единичная матрица  $\mathbf{E} = \sum_{i=1}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+$  выражены через полную совокупность их собственных чисел и ортонормированных собственных векторов, а  $\mathbf{V}_j$  – фазирующий вектор, соответствующий направлению, для которого вычисляется  $S(j)$ , причем индекс  $i = 1 \dots L$  определяет волновые числа, которые соответствуют числу элементов антенны.

Выявление спектров по выражениям (34), (35) производится за счет того, что из полной совокупности  $\sum_{i=1}^L \frac{1}{\lambda_i} \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+$  или  $\sum_{i=1}^L \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^+$  изымаются первые  $M_1$  элементов, в результате на месте первых элементов в квадратных скобках знаменателя формируются нулевые матрицы. В результате, если фазирующий вектор совпадает с одним из  $1 \dots M$  собственных векторов в знаменателе, получается нуль и в оценке спектра появляется бесконечный выброс. В соотношении (36) выброс будет сформирован только в направлении прихода сигналов с номерами от  $M_1 + 1$  до  $M$ , поскольку для сигналов от 1 до  $M_1$  знаменатель уравнивается аналогичным значением в числителе. При совместном использовании алгоритмов (34) и (36) первый обеспечивает обнаружение или оценку пеленга  $M_1$  сильных источников ( $M = M_1$ ), а последний – оценку пеленга остальных  $M - M_1$  более слабых сигналов, “очищенных” от мешающего воздействия сильных.

Другое перспективное направление по оценке пространственного спектра и параметров сигналов локальных источников основано на использовании ортогонального проектора предложенного в [10] и модифицированного для обнаружения слабых сигналов в [11]. Этот вариант алгоритмов при обнаружении сильных сигналов описывается соотношением

$$S_{prt}(j) = \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \mathbf{P}_t \mathbf{V}_j}, \quad (37)$$

где  $\mathbf{P}_t = \mathbf{E}_L = \mathbf{X}_t^+ [\mathbf{X}_t^+ \mathbf{X}_t + \mu \mathbf{E}_K]^{-1} \mathbf{X}_t$  – квазиортогональный проектор (ортогональный проектор (33), подвергнутый регуляризации параметром  $\mu$ ) на  $t$ -м интервале, состоящем из  $K$  входных выборок размерности  $L \times L$ , а  $\mathbf{E}_L$  и  $\mathbf{E}_K$  – единичные матрицы размерности  $L \times L$  и  $K \times K$ . Величина регуляризирующего параметра  $\mu$  выбирается порядка 1% от уровня помехи.

Применительно к задаче обнаружения слабых сигналов в проекционных алгоритмах используются два варианта алгоритма с нормированием сильных сигналов:

$$S_{1F}(j) = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{\mathbf{V}_j^+ \mathbf{P}_t \mathbf{X}_t \mathbf{X}_t^+ \mathbf{P}_t \mathbf{V}_j}{\mu \mathbf{V}_j^+ \mathbf{P}_t \mathbf{V}_j}, \quad (38)$$

$$S_{2t}(j) = \frac{1}{\mu T} \left[ \sum_{t=1}^T \mathbf{V}_j^+ \mathbf{P}_t \mathbf{X}_t \mathbf{X}_t^+ \mathbf{P}_t \mathbf{V}_j \right] \frac{1}{T} \left[ \sum_{t=1}^T \frac{1}{\mathbf{V}_j^+ \mathbf{P}_t \mathbf{V}_j} \right], \quad (39)$$

которые далее будут обозначаться как КЛП2НОРМ и КЛП2НОРМ2 соответственно. В соотношениях (38), (39) операция подавления сильных сигналов реализуется на каждом интервале  $t$  при умножении входной выборки на ортогональный проектор  $\mathbf{P}_t$ , а нормирующие сомножители в знаменателе (38) (либо в правой части (39)) обеспечивают восстановление формы пеленгационного рельефа, искаженного при подавлении сильных сигналов. Отметим, что в настоящей работе накопление оценки корреляционной матрицы, либо проектора производится как по временным интервалам спектрального анализа, так и по спектральным отсчетам частотного диапазона. При этом для получения устойчивой оценки младших собственных векторов и собственных чисел корреляционной матрицы требуются выборки объемом  $(3...4)L$ . В проекционных алгоритмах (38), (39) операция подавления сильных мешающих сигналов (интервал адаптации) осуществляется на коротком временном интервале, оптимальный объем которого ориентировочно равен  $\sqrt{M_1 L}$ , а нормирование может осуществляться как на каждом временном интервале  $t$  (формула (38)), так и после усреднения нормирующего множителя (формула (39)). В связи с возможностью резкого сокращения объема выборки для адаптации в алгоритмах (38), (39) возможно ее формирование на одном временном интервале спектрального анализа с использованием выборок различных частот после их коррекции с помощью фокусирующих матриц.

Для анализа и сравнения формы пеленгационных рельефов дополнительно используется алгоритм Барлета с нормированием сильных сигналов

$$S_{BN}(j) = \frac{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{R} - \sum_{m=1}^{M_1} \lambda_m \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^+ \left[ \mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^+ \right] \mathbf{V}_j}, \quad (40)$$

где в числителе из выборочной оценки корреляционной матрицы вычитаются компоненты, обусловленные  $M_1$  сильными сигналами, а знаменатель обеспечивает нормирование пеленгационного рельефа по направлениям на сильные сигналы.

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В этом разделе рассматриваются два направления исследования. Вначале исследуются пеленгационные рельефы и структуры собственных чисел одиночного источника, а затем группы источников для узкополосных сигналов, т.е. анализ производится для одного спектрального отсчета на каждом интервале спектрального анализа при отсутствии слабых сигналов. Анализируются и численно оцениваются искажения структуры собственных чисел и пеленгационных рельефов вследствие ограниченности интервала спектрального анализа.

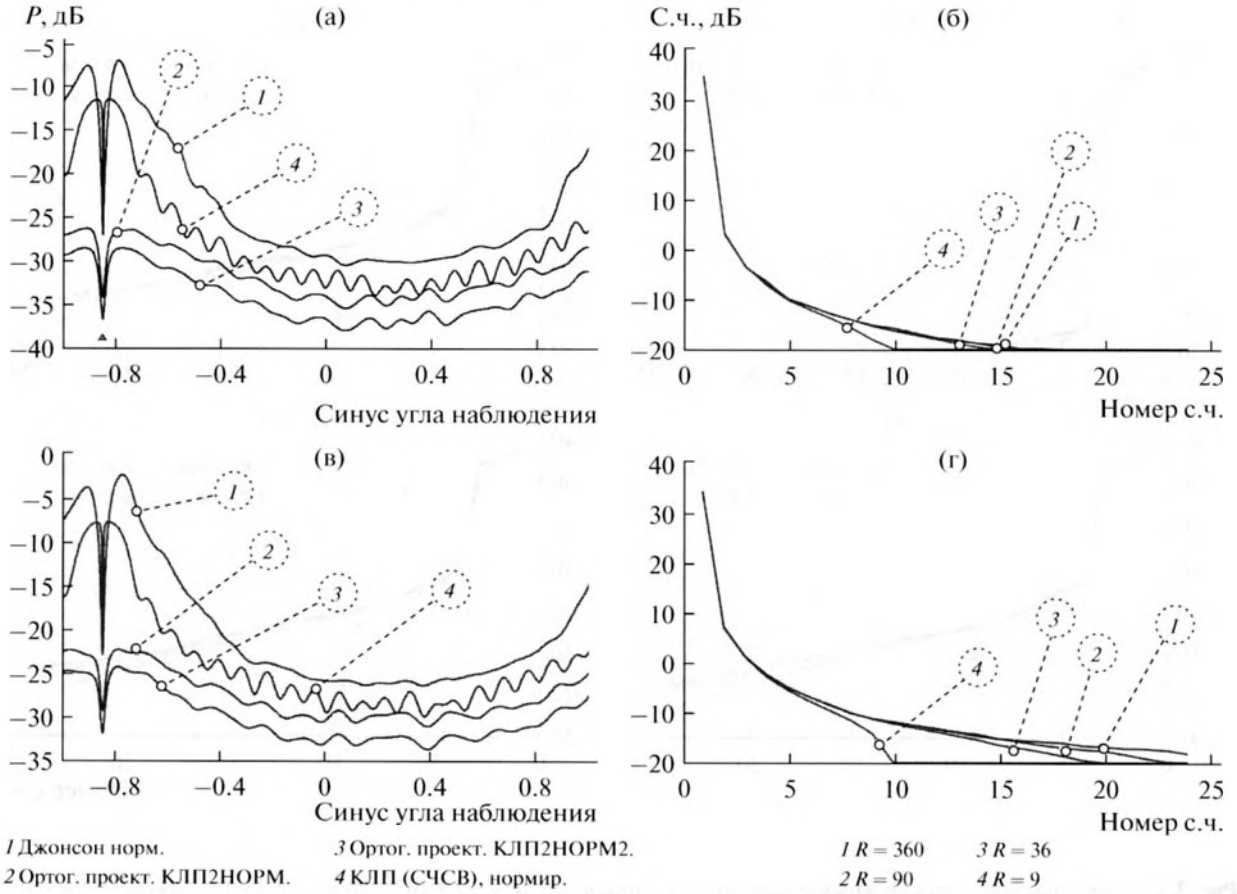
Далее исследуются пеленгационные рельефы при обнаружении слабых сигналов в ситуации, когда для адаптивных процедур используются спектральные отсчеты с различными номерами широкополосного сигнала после коррекции входной выборки с помощью двух вариантов фокусирующих матриц.

##### 4.1. Влияние интервала спектрального анализа

На рис. 1 представлены пеленгационные рельефы и спектр собственных чисел при наличии одиночного сильного сигнала с интенсивностью  $S = 100$ . Прием при этом производится на линейную эквидистантную антенну здесь и далее ( $L = 24$ ) с межэлементным расстоянием  $d_0 = 0.465\lambda$ , а сигнал поступает с углового направления  $= \arcsin 0.85$ . Графики на рис. 1а, 1б получены при  $\tau_1/T_1 = dF \sin \alpha / 2 = 0.00015$ , а на рис. 1в, 1г значение  $\frac{\tau_1}{T_1} = 0.00045$ , где  $\tau_1 = \frac{d_0}{c} \sin \alpha$  – время распространения звука между двумя соседними элементами, а  $dF = \frac{1}{f_0 T_1}$ , где  $f_0$  – частота, соответствующая межэлементному расстоянию  $\frac{\lambda}{2}$ ,  $T_1$  – период спектрального анализа. Приведенные на рис. 1 графики рассчитаны при отсутствии помех, так что пространственные сигналы, отображаемые на пеленгационном рельефе, являются результатом частичного нарушения когерентности воздействующего сигнала. Построенные кривые получены для нормированных модификаций алгоритмов Джонсона (33), Барлета (40) и проекционных алгоритмов (38) и (39) соответственно.

Как видно из графиков 1а и 1в, наличие ограниченного во времени интервала спектрального анализа приводит к появлению анизотропного фона на пеленгационном рельефе для всех рассматриваемых алгоритмов. Поскольку кривая 4 (алгоритм Барлета) сохраняет масштаб измеряемых величин, проведем анализ сопоставлением



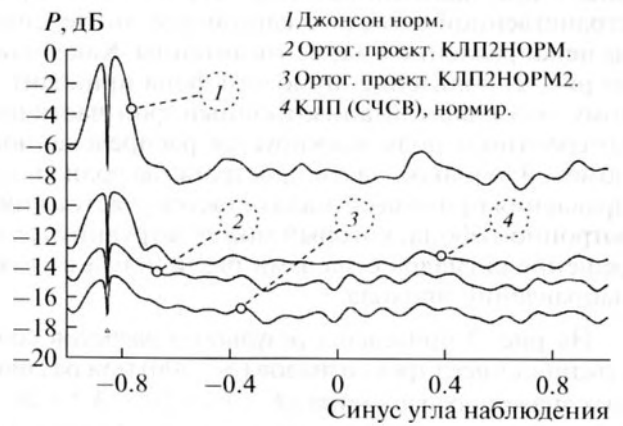


**Рис. 1.** Пеленгационные рельефы нормированных алгоритмов (а) и (в) и собственные числа (б) и (г) одиночного сигнала с частично нарушенной когерентной структурой,  $S = 100, L = 24$ : (а) и (б)  $\tau_1/T_1 = 1.6 \times 10^{-4}$ ; (в) и (г)  $\tau_1/T_1 = 4.5 \times 10^{-4}$ . На рис. (б) и (г)  $R$  – объем выборки.

кривых 4 на рис. 1а и 1в. Анизотропный фон в окрестности сильного сигнала состоит из симметричного относительно направления прихода когерентного сигнала подъема, обусловленного частично когерентным полем, ширина которого равна примерно двум растворам синфазной характеристики направленности, а провал в центре обусловлен подавлением когерентной составляющей сигнала при его нормировании. Этот подъем переходит в плавно спадающий фон, перекрывающий все пространство. Разница величин  $\frac{\tau_1}{T_1} = \frac{dF}{2} \sin \alpha$  на верхних и нижних рисунках в 4.5 дБ приводит к разнице уровня частично когерентного фона во столько же раз. Количественно уровень частично когерентного поля вблизи направления мешающего сигнала определяется соотношением

$$S_{chkm} = \frac{1}{8} S_m L^2 dF \sin \alpha_m. \quad (41)$$

Этим же соотношением определяется уровень второго собственного числа на рис. 1б, 1г. Собственные числа выборочной оценки корреляционной матрицы (рис. 1б, 1г) имеют резкий выброс, уровень которого обусловлен когерентной частью



**Рис. 2.** Пеленгационные рельефы для рис. 1 при наличии распределенной помехи.

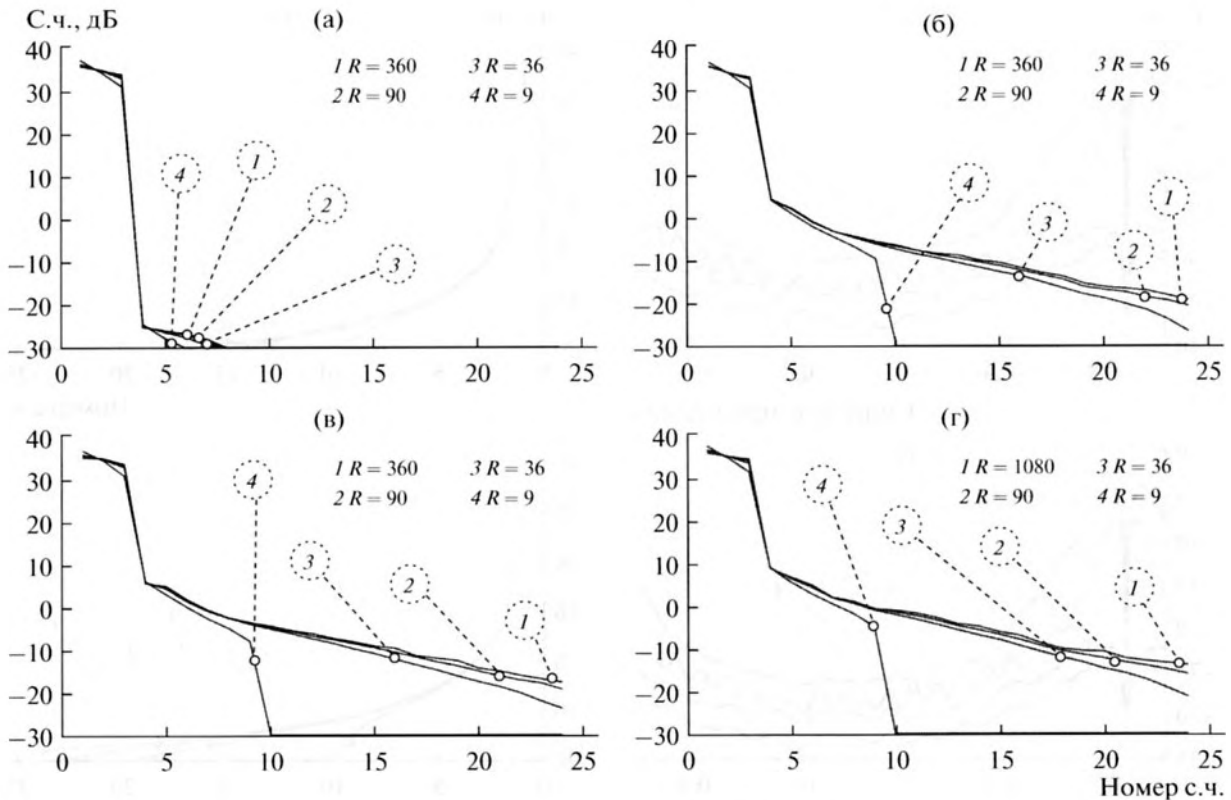


Рис. 3. Собственные числа трех сильных локальных источников: (а)  $dF = 3.2 \times 10^{-7}$ , (б)  $dF = 3.2 \times 10^{-4}$ , (в)  $dF = 5.4 \times 10^{-4}$ , (г)  $dF = 9.0 \times 10^{-4}$ . Номера кривых соответствуют объему выборки  $R$ : 1 – 360, 2 – 90, 3 – 36, 4 – 9.

воздействующего сигнала, а уровень следующего (второго) собственного числа соответствует соотношению (41), что составляет для графика 1б уровень  $\sim 2$  и 6.5 дБ для рис. 1г. Заметим, что минимальные собственные числа формируются при объеме выборки  $R$  более чем  $4L$ .

На рис. 2 представлены графики пеленгационных рельефов, соответствующие графикам на рис. 1 при наличии распределенной белой пространственной помехи с единичной дисперсией на ненаправленном элементе антенны. Как видно из рис. 2, появление шумового фона приводит к тому, что плавный анизотропный фон частично когерентного поля маскируется распределенной помехой, однако в части пространства вблизи направления прихода сигнала остается участок анизотропного фона, который может затруднить разрешение сигналов с малыми различиями в углах направлений прихода.

На рис. 3 приведены результаты расчетов собственных чисел трех сигналов ( $S = 100$ ) при различных значениях параметра  $dF = 3.2 \times 10^{-7}$ ,  $3.2 \times 10^{-4}$ ,  $5.4 \times 10^{-4}$ ,  $9.0 \times 10^{-4}$  для графиков 3а–3г соответственно. Уровень распределенных помех составил величину  $10^{-3}$  на ненаправленном элементе

антенны. Цифры 1, 2, 3 и 4 соответствуют объемам выборки, используемой при формировании соответствующей корреляционной матрицы  $R = 360; 90; 36; 9$ . Как видно из полученных зависимостей, старшие собственные числа (соответствующие когерентным сигналам) формируются уже при  $R = 9$  (меньше  $L = 24$ ), а собственные числа частично когерентных составляющих начинают стабилизироваться только при  $R > 90$  ( $4L$ ). Как видно из графика рис. 3а, при достаточно большом интервале спектрального анализа собственные числа сильных сигналов соответствуют теоретическому значению  $10 \lg SL$ , а следующее (четвертое) собственное число падает до величины, соответствующей соотношению (41). Так при  $dF = 3.2 \times 10^{-7}$  и минимальном уровне распределенной помехи собственные числа когерентной части сигналов превышают анизотропный фон на  $\approx 60$  дБ, а при  $dF = 3.2 \times 10^{-4}$  (3 порядка) возрастает на 30 дБ (также на 3 порядка). При уменьшении интервала спектрального анализа собственные числа, соответствующие трем сильным источникам, практически остаются неизменными, а последующие собственные числа (с четвертого) начинают расти, примерно соответствуя соотношению (41). Это свидетельствует о том, что происходит рост

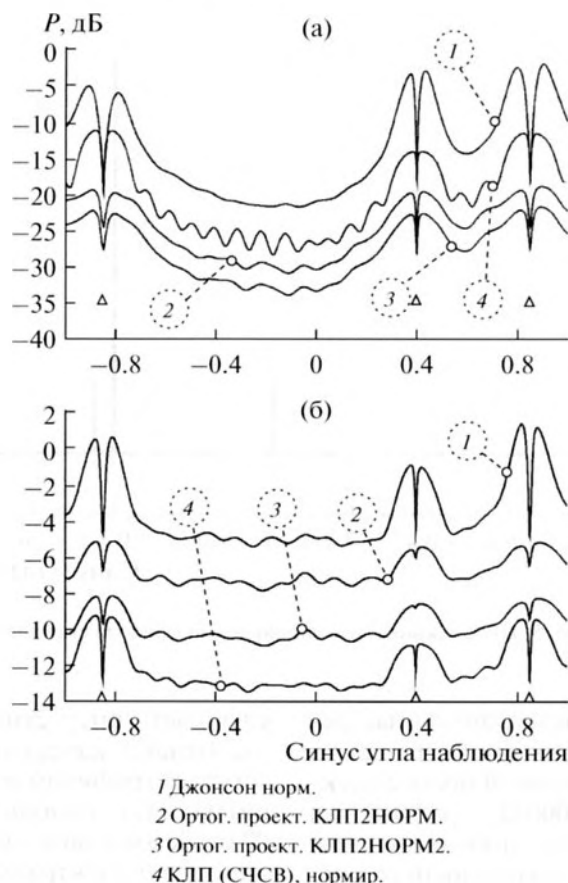


Рис. 4. Пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов.

частично когерентного фона в окрестности направления прихода сильных сигналов.

На рис. 4а представлен пеленгационный рельеф при воздействии трех сильных сигналов и отсутствии помехи, а на рис. 4б — при наличии распределенной помехи с единичной дисперсией на ненаправленном элементе антенны. Как видно из рис. 4, сильный анизотропный фон частично когерентного поля (рис. 4а) существенно сглаживается и маскируется распределенной помехой, однако в окрестности сильных источников он остается анизотропным, что может затруднить разрешение близких по угловой координате источников. Следует отметить различия уровня частично когерентного поля двух источников по направлениям  $\pm \arcsin(0.85)$  и  $\arcsin(0.4)$  (кривые 4, сохраняющие масштаб измеряемых величин). При одинаковой относительной полосе  $dF = 0.00032$  синус угла прихода оказывается в 2.12 раз меньше и, в соответствии с соотношением (41), уменьшается уровень частично когерентного поля примерно на 3 дБ.

#### 4.2. Адаптация при широкополосных сигналах

Рассмотрим теперь особенности формирования пеленгационных рельефов при наличии частично когерентного поля и использовании нескольких спектральных отсчетов после их корректировки в случае широкополосного сигнала применительно к совместному воздействию как сильных, так и слабых сигналов. Смоделированная сигнальная ситуация представлена на рис. 5. Модельные результаты рис. 3, 4 получены при воздействии только трех сильных сигналов. Из рисунка видно, что присутствуют три сильных локальных источника (рассмотренных ранее), спектральная интенсивность которых на ненаправленных элементах антенны равна 100. При дальнейшем анализе в окрестности сильных сигналов на угловом расстоянии равном 0.55 от полураствора характеристики направленности добавлены три более слабых источника со спектральной интенсивностью на элементе антенны 0.12. Кроме того, для сравнения условий обнаружения источников, близких к сильным, добавлен источник, для которого синус угла прихода равен нулю.

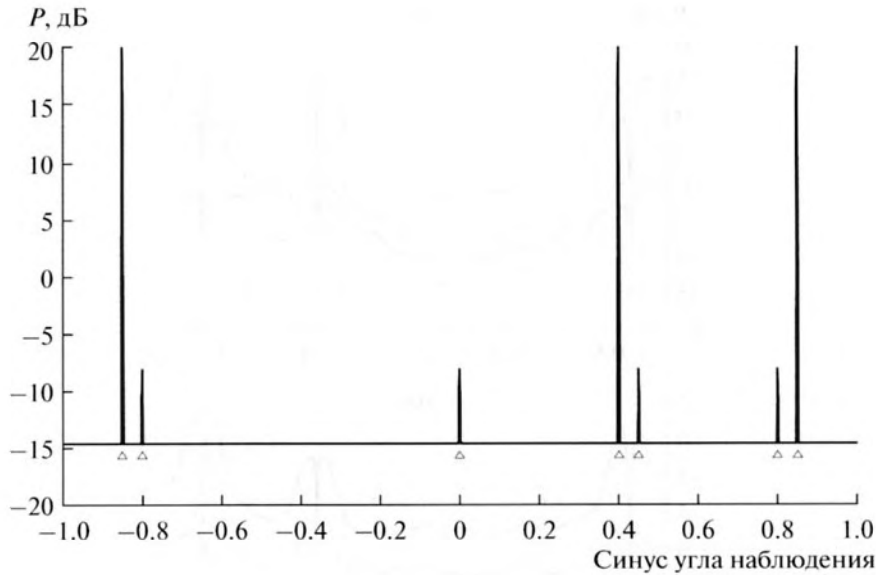
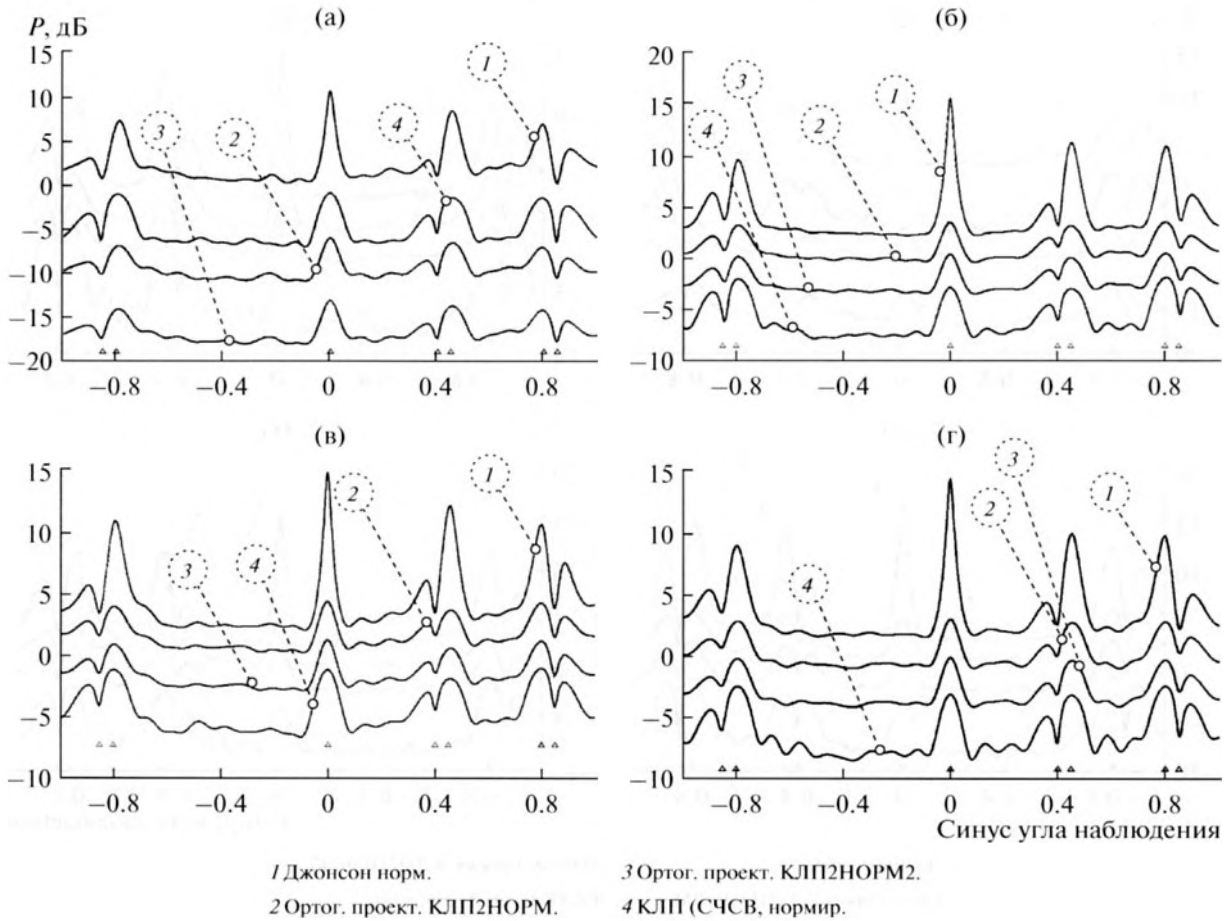


Рис. 5. Интенсивности и направления прихода сигналов.

На рис. 6 представлены пеленгационные рельефы, характеризующие результаты разрешения слабых сигналов при относительной полосе спектрального анализа  $dF = 0.00032$ . Графики на рис. 6а рассчитывались при использовании одного спектрального отсчета широкополосного сигнала, а необходимый объем выборки обеспечивался накоплением во времени. Объем выборки для алгоритма Джонсона с нормированием (33) равен 90, а для проекционных алгоритмов (38) и (39) интервал адаптации составил 9. Результаты, полученные на 10 интервалах адаптации, в дальнейшем усреднялись. Кроме того, пеленгационные рельефы усреднялись по 12 реализациям с объемом выборки, равной 90. Анализ рис. 6а свидетельствует о том, что всеми алгоритмами обеспечивается выделение максимума слабого сигнала при нормировании сильного. Наличие второго максимума по другую сторону от сильного источника обусловлено тем, что мешающий сигнал формирует симметричное относительно направления прихода анизотропное поле, хорошо видное на рис. 1а, в и рис. 2. Графики на рис. 6б получены для полосы в девять спектральных отсчетов ( $N = 9$ ), корреляционные матрицы для которых объединялись без корректировки входной выборки фокусирующей матрицей. Общая относительная полоса приема для графиков на рис. 6б–6г составляет величину 0.3% от частоты, отвечающей  $d_0 = \frac{\lambda}{2}$ . Анализ графиков свидетельствует, что это приводит к возрастанию уровня симметричных максимумов и ухудшению контрастности отметки слабого сигнала. Использование фокусирующей матрицы (21), (22), (24) (рис. 6в) несколько

улучшает контрастность отметки слабого сигнала, однако качество пеленгационного рельефа уступает графикам на рис. 6а. При этом для алгоритма (33) использовалась выборка объемом 90 отсчетов в виде 10 временных выборок, состоящих из 9 спектральных отсчетов. Для проекционного алгоритма (38), (39) для адаптации было использовано 9 отсчетов (соответствующего количеству спектральных отсчетов), причем полученные после адаптации результаты далее были усреднены по 10 временным выборкам. При формировании фокусирующей матрицы методом (26) (рис. 6г) были получены несмещенные оценки пеленга слабых сигналов, близкие по своим свойствам к результатам, представленным на рис. 6а.

На рис. 7 представлены результаты построения пеленгационных рельефов при использовании спектрального анализа с относительной полосой  $dF = 0.0009$ . Графики рис. 7а получены для случая одного спектрального отсчета, а объем выборки набирался во времени. Расширение полосы спектрального анализа привело к появлению вторых максимумов отметок, симметричных слабым сигналам, которые близки по величине к истинным отметкам слабых целей. Использование полосы в 9 спектральных отсчетов без использования фокусировки (рис. 7б) привело к резкому ухудшению пеленгационных рельефов — симметричные отметки сигналов практически равны истинным отметкам слабых сигналов (при больших углах прихода к нормали антенны). Использование фокусирующей матрицы вида (21), (24) привело к некоторому улучшению пеленгационных рельефов. Использование фокусирующей матрицы ви-



**Рис. 6.** Пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов  $S_c = 100$ ,  $dF = 0.00032$ : (а)  $N = 1$ , (б)  $N = 9$ , без фокусировки, (в)  $N = 9$ , фокусировка (21), (24), (г)  $N = 9$ , фокусировка (26).

да (26) (рис. 7г) обеспечило результаты несколько лучше, чем представленные на рис. 7а, хотя в сложных ситуациях наличие симметричных отметок слабых сигналов, соизмеримых по амплитуде с истинными отметками может оказаться неприемлемым.

На рис. 8 приведены пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сигналов (рис. 8а) и классических адаптивных алгоритмов, предназначенных для обнаружения сильных сигналов (рис. 8б). Исходные данные для построения графиков рис. 8а аналогичны для графиков рис. 7г с тем отличием, что уменьшена интенсивность сильных сигналов на 10 дБ. Сравнение рис. 7г и 8а показывает, что уменьшение интенсивности сильного сигнала позволило резко улучшить качество отметок слабых сигналов, т.к. уменьшились их симметричные максимумы и улучшилась контрастность отметок. Это улучшение обусловлено снижением уровня частично когерентного поля. Что касается классических адаптивных алго-

ритмов (рис. 8б), то алгоритм Джонсона (кривая 3) и MUSIC (кривая 1) показывают элементы сверхразрешения, т.к. в пеленгационных рельефах появляется провал между отметками сигналов сильного и слабого источника. Проекционный алгоритм (36) (кривая 2) дает несмещенную оценку отметки сильного сигнала, хотя контрастность отметки слабого сигнала при  $\sin \alpha = 0$  ниже, чем у сверхразрешающих алгоритмов MUSIC и Джонсона (кривые 1 и 3).

Рисунок 9 является полным аналогом рис. 6, однако на нем воспроизведены результаты классических адаптивных и не адаптивных алгоритмов, предназначенных для обнаружения сильных сигналов. Даже при использовании узкополосного анализа (рис. 9а) наблюдается тенденция к сглаживанию пеленгационных рельефов в окрестности отметок слабых сигналов. Алгоритм Джонсона (кривая 3) проявляет тенденцию к разрешению сильного и слабого сигнала, однако для группы сигналов в окрестности  $\sin \alpha = 0.8$  зафик-

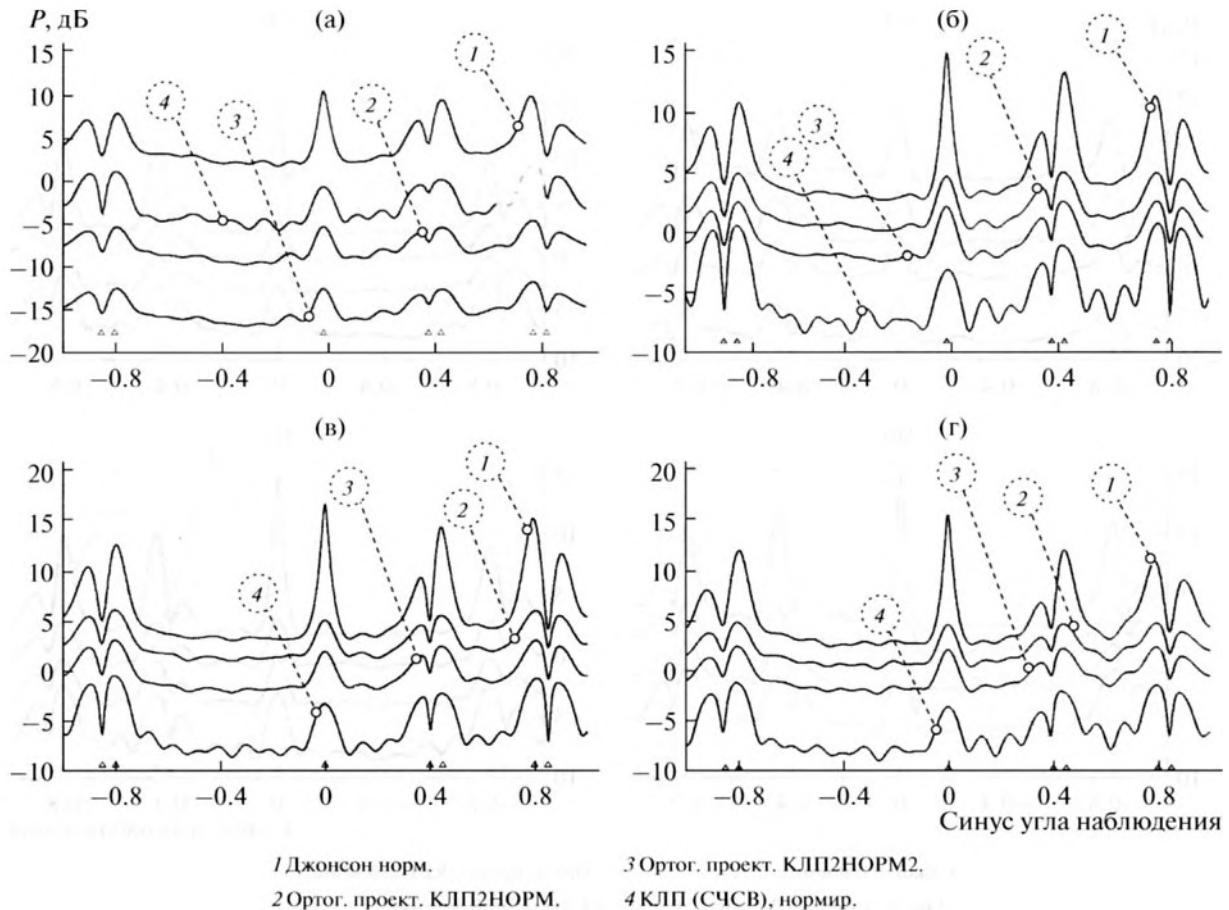


Рис. 7. Пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов  $S_c = 100$ ,  $dF = 0.0009$ : (а)  $N = 1$ , (б)  $N = 9$ , без фокусировки, (в)  $N = 9$ , фокусировка (21), (24), (г)  $N = 9$ , фокусировка (26).

сирован максимум слабого, а не сильного сигнала. Алгоритм MUSIC (кривая 1) дает несмещенные оценки отметок сильных сигналов так же, как и алгоритм (36), кривая 2. При использовании широкополосного анализа без использования фокусировки алгоритмы MUSIC и Джонсона формируют сглаженные отметки (рис. 9б), при этом две близкорасположенные отметки образуют одну широкую. При формировании фокусирующей матрицы по формулам (21) и (24) (рис. 9в) с корректировкой трех сильных сигналов проявляется тенденция к лучшему разрешению источников. Использование фокусирующей матрицы, полученной по формуле (26) (рис. 9г), не приводит к существенному улучшению разрешения сильных источников.

## 5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

При исследовании адаптивного сверхразрешения когерентных сигналов [2–4] возможно получение весьма высоких результатов (десятые, сотые от полураствора диаграммы направленности)

при достаточно большом отношении сигнал/помеха. При анализе сверхразрешения алгоритмов при частично нарушенной когерентности их реальная разрешающая способность должна оцениваться после добавления к распределенной помехе дополнительного уровня помехи, обусловленной возможным нарушением пространственной когерентности разрешаемых сигналов согласно соотношению (41). Этот фактор имеет особо значительное влияние в акустических приложениях в силу малой величины скорости звука при значительных размерах многоэлементных акустических антенн. Это обстоятельство предъявляет требования по увеличению интервала спектрального анализа, что усложняет формирование выборки, необходимой для функционирования адаптивных алгоритмов, т.к. необходимое время адаптации может превысит интервал стационарности в рассматриваемой ситуации.

Обеспечение объема выборки, необходимого для адаптации значительно упрощается при использовании фокусирующих матриц, с помощью

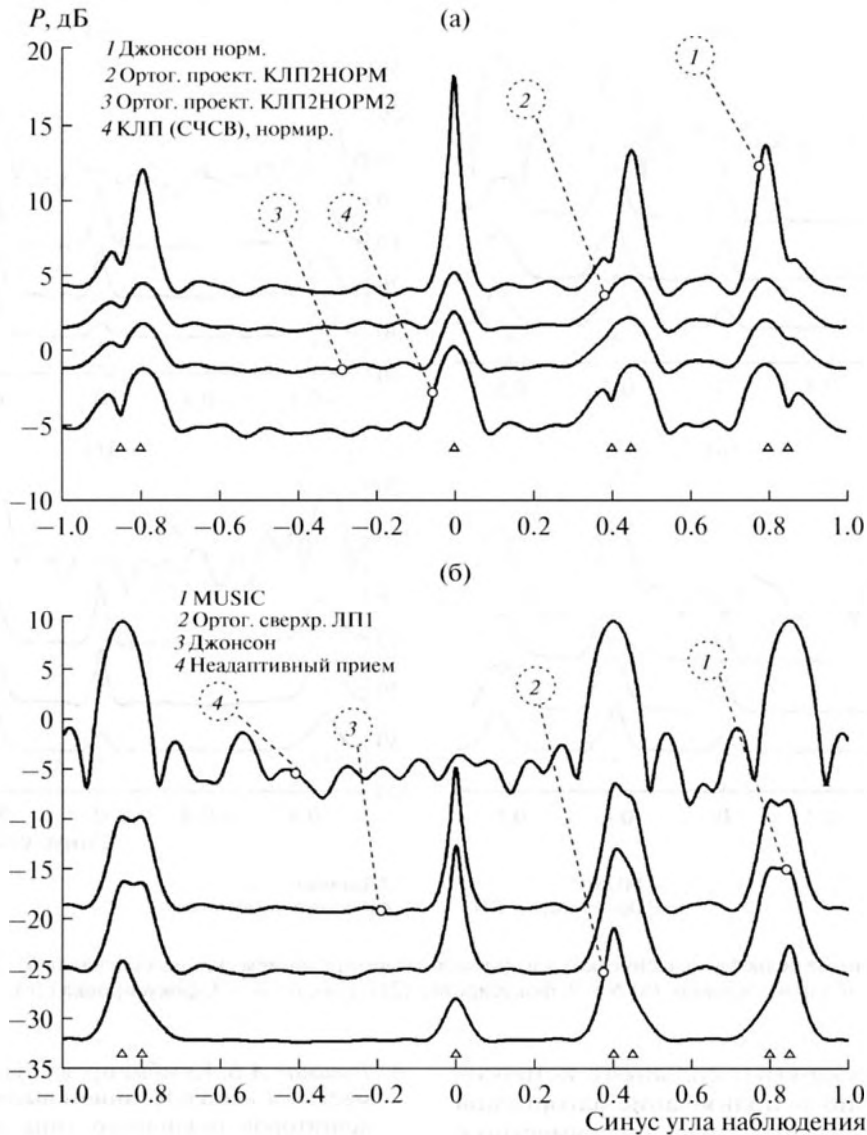
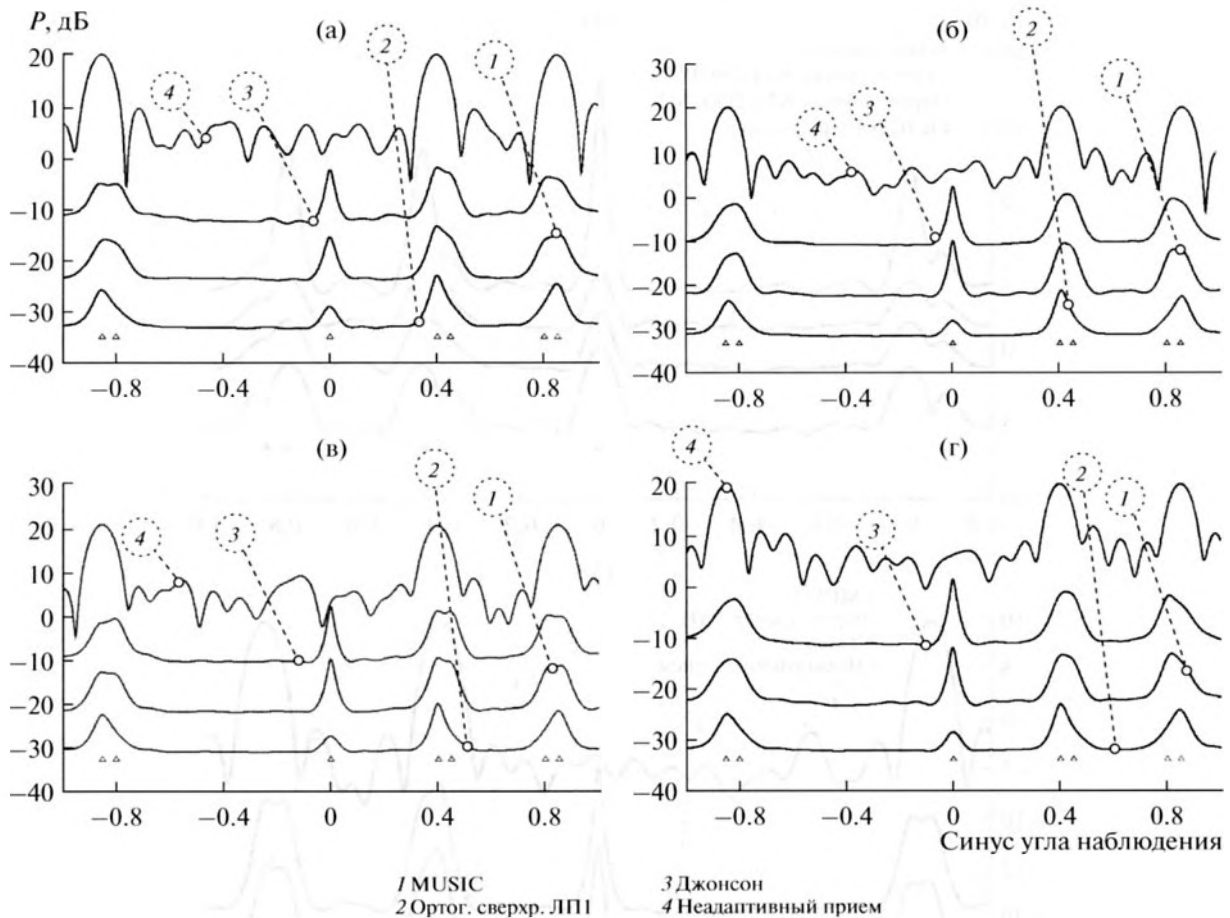


Рис. 8. Пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов (а) и классических алгоритмов, (б) для  $dF = 9 \times 10^{-4}$ ,  $S_c = 10$ ,  $N = 9$  фокусировка (26).

которых формирование необходимой выборки может быть обеспечено с использованием совокупности спектральных отсчетов с различными номерами в случае широкополосного сигнала. Использование эффективных фокусирующих матриц, например вида (25), (26), (30), позволяет сформировать выборочную оценку корреляционной матрицы необходимого объема с минимальным нарушением когерентных свойств сигналов с высокой интенсивностью, практически сохраняющих уровень частично-когерентной составляющей на уровне, соответствующем одному спектральному отсчету.

Другим направлением по сокращению необходимого объема выборки для адаптации является

использование ортогонального проектора (37) с его модификациями (36), (38) и (39) для обнаружения сильных и слабых сигналов. При этом сокращается на порядок и более необходимый объем адаптивной выборки и становится возможной реализация адаптации на одном временном интервале спектрального анализа за счет использования соседних спектральных отсчетов после их корректировки с помощью фокусирующих матриц. Алгоритм (37) обеспечивает устойчивую несмещенную оценку направления на сильные сигналы, а алгоритмы (38) и (39) после дальнейшего накопления позволяют разрешать слабые сигналы в присутствии сильных сигналов с малым интервалом стационарности. Для разрешения сла-



**Рис. 9.** Пеленгационные рельефы классических алгоритмов с нормированием сильных сигналов  $S_c = 100$ ,  $dF = 0.00032$ : (а)  $N = 1$ , (б)  $N = 9$ , без фокусировки, (в)  $N = 9$ , фокусировка (21), (24), (г)  $N = 9$ , фокусировка (26).

бых сигналов, маскируемых сильными источниками, целесообразно использование алгоритмов с нормированием сильных сигналов совместно с применением фокусирующих матриц для формирования выборочных оценок.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты №№ 11-08-01097-а и 12-08-00511-а).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Караваев В.В., Сазонов В.В.* Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1987. 25 с.
2. *Леховицкий Д.И., Флексер П.М., Атаманский Д.В., Кириллов И.Г.* Статистический анализ сверхразрешающих методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки // *Антенны*. 2000. Вып. 2. № 45. С. 23–39.
3. *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.
4. *Гершман А.Б.* Комбинированная пеленгация с совместным использованием высокоразрешимых пеленгаторов различного типа // *Радиотехника и электроника*. 1995. Т. 40. № 6. С. 918–924.
5. *Малышкин Г.С.* Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2. Адаптивные методы. СПб: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электронприбор”, 2011. 374 с.
6. *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.
7. *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.
8. *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.
9. *Krolik J., Swinger D.* Focused wide-band array, processing by partial resampling // *IEEE Transaction Acoustic,*



- Speech and Signal Processing. 1990. V. ASSP-38. № 2. P. 356–360.
10. *Hung H., Kaveh M.* Coherent wide-band ESPRIT method for directions of arrival estimation of multiple wide-band sources // IEEE Transaction Acoustics, Speech and Signal Processing. 1990. V. ASSP-38. № 2. P. 354–356.
  11. *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.
  12. *Малышкин Г.С.* Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 1. Оптимальные методы. СПб: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электронприбор”, 2009. 400 с.
  13. *Смирнов И.П., Смирнова И.Р., Хилько А.И.* Оптимизация систем акустического мониторинга океана // Акуст. журн. 2011. Т. 57. № 6. С. 828–836.
  14. *Заславский Ю.М., Кержаков Б.В., Кулинич В.В.* Моделирование излучения и приема волн фазированными антеннами в морском дне и на шельфе // Акуст. журн. 2007. Т. 53. № 2. С. 264–273.
  15. *Вировлянский А.Л., Казарова А.Ю., Любавин Л.Я.* Оценка искажений звукового поля при распространении через мезомасштабные неоднородности // Акуст. журн. 2010. Т. 56. № 3. С. 352–363.
  16. *Ратынский М.В.* Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М: Радио и связь, 2003. 199 с.
  17. *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.