

УДК 681.88

© Г.С.Мальшикин, Ю.В.Шафранюк, 2013

ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», Санкт-Петербург  
vigena@yandex.ru

## АДАПТИВНЫЙ ПРИЕМ ПЛОСКОВОЛНОВЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В настоящей статье рассматриваются особенности разрешения слабых сигналов алгоритмами с учетом совокупности факторов, возникающих при их конкретной реализации: размеров и параметров антенн; интервала временного спектрального анализа; применения фокусирующих матриц для коррекции выборок на различных частотах; необходимого объема выборки для адаптации; технологических разбросов параметров приемных трактов; параметров и вида используемых алгоритмов, включая классические адаптивные алгоритмы (MUSIC, Джонсона) и нормированные модификации ответственноструктурных и проекционных алгоритмов.

**Ключевые слова:** «быстрые» алгоритмы, выборочные оценки матриц, мешающие источники.

В работе [1] предложены нормированные модификации как классических, так и проекционных адаптивных алгоритмов, позволяющих существенно улучшить разрешение слабых акустических сигналов в режиме шумопеленгования при наличии сильных мешающих локальных источников. Однако конкретные пути реализации адаптивных алгоритмов определяются не только используемыми алгоритмами, но и параметрами антенн, а также приемных трактов, технологической точностью реализации элементов, необходимым объемом и способом формирования выборки для адаптации, временным интервалом стационарности воздействующих сигналов и искажениями сигналов в процессе распространения, т.е. множеством неконтролируемых факторов. С точки зрения общих требований к адаптивным алгоритмам они должны решать свои задачи эффективно, быстро, чтобы успевать отслеживать все изменения текущей ситуации.

Помимо нормирования два метода позволяют существенно продвинуться в нужном направлении: использовать фокусирующие матрицы при приеме широкополосных сигналов [2, 3] и применять «быстрые» алгоритмы адаптации [4] (при обнаружении сильных сигналов и применительно к обнаружению слабых сигналов) [1].

Предварительное рассмотрение использования фокусирующих матриц и алгоритмов с нормированием сильных сигналов [3] показало возможность и целесообразность использования соседних спектральных отсчетов для построения необходимой выборки для адаптации. Приведены также оценки влияния интервала спектрального анализа на ухудшение разрешающей способности по отношению к слабым сигналам.

Задача настоящей статьи заключается в том, чтобы оценить совместное влияние основных технических факторов при адаптивном приеме слабых (в присутствии сильных мешающих) широкополосных сигналов с учетом:

- конечного интервала спектрального анализа;
- широкой полосы принимаемых частот;
- ошибок формирования весовых коэффициентов в элементах антенны;
- использования либо неиспользования фокусирующих матриц для формирования выборок, используемых для адаптации;

- объема и способа формирования выборки, используемой для построения адаптивного алгоритма;
- набора адаптивных алгоритмов (как классических, так и с нормированием сильных сигналов, в том числе «быстрых» алгоритмов проекционного типа) в широком диапазоне их конкретных параметров на разрешение слабых сигналов, маскируемых сильными сигналами.

Сложность поставленной задачи требует учета всей совокупности перечисленных факторов, которые в более простых задачах могут оказаться несущественными.

Необходимо также показать, что при приеме плосковолновых широкополосных сигналов, несмотря на сложную совокупность мешающих факторов, возможно обнаружение слабых сигналов в присутствии сильных мешающих, но при соответствующем выборе параметров как алгоритмов, так и приемных трактов.

Обнаружение слабых сигналов при наличии сильных мешающих в условиях многолучевого распространения и рассеяния реальными алгоритмами и приемными трактами требует отдельного подробного исследования.

**Рассматриваемые алгоритмы.** Определим прежде всего формульные соотношения для используемых далее алгоритмов с нормированием сильных сигналов и отметим их отличие от базовых алгоритмов, на основе которых они построены [1].

Когерентное подавление  $M_1$  локальных источников и нормирование в алгоритме Барлета могут быть реализованы двумя способами – с помощью вспомогательных каналов, ориентированных на помеху, и с помощью совокупности собственных чисел и собственных векторов. В первом случае, после определения направлений на  $M_1$  локальных источников, формируются ориентированные на них вспомогательные каналы с помощью  $M_1$  опорных векторов, сведенных в матрицу размерности  $L \times M_1$   $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \dots \mathbf{V}_m \dots \mathbf{V}_{M_1}]$ , где  $L$  – число элементов адаптивной антенны.

После проведения когерентной компенсации и нормировки алгоритм Барлета примет следующий вид:

$$S_{j\text{БН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} [\hat{\mathbf{R}} - \hat{\mathbf{R}}\mathbf{V}[\mathbf{V}^{*T}\hat{\mathbf{R}}\mathbf{V}]^{-1}\mathbf{V}^{*T}\hat{\mathbf{R}}] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} [\mathbf{E} - \mathbf{V}[\mathbf{V}^{*T}\mathbf{V}]^{-1}\mathbf{V}^{*T}] \mathbf{V}_j}. \quad (1)$$

В соотношении (1) матричное слагаемое  $\mathbf{V}_j^{*T}\hat{\mathbf{R}}\mathbf{V}$  определяет вектор-столбец размерности  $M_1$  оценок взаимнокорреляционных функций между  $j$ -м рабочим и  $M_1$  вспомогательными каналами, а  $[\mathbf{V}^{*T}\hat{\mathbf{R}}\mathbf{V}]^{-1}$  определяет обратную корреляционную матрицу размерности  $M_1 \times M_1$  вспомогательных каналов;

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X_{kr} X_{kr}^{*T} \quad (2)$$

– выборочная оценка корреляционной матрицы, сформированная с использованием  $K$  выборок  $n$ -х спектральных отсчетов в элементах антенны размерности  $L \times 1$  каждая.

Числитель соотношения (1) определяет выходные эффекты с полным подавлением мешающих сигналов, принадлежащих матрице  $\mathbf{V}$ , а знаменатель – обеспечивает восстановление чувствительности к необнаруженным сигналам с небольшим угловым отличием от подавленных мешающих сигналов.

Другой модификацией алгоритма Барлета с нормированием локальных помех после вычисления  $M_1$  старших собственных чисел  $\lambda_M$  и соответствующих собственных векторов  $\mathbf{U}_M$  является соотношение

$$S_{j\text{БСВН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[ \hat{\mathbf{R}} - \sum_{m=1}^{M_1} \lambda_m \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[ \mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}. \quad (3)$$

В соотношении (2) осуществляются операции, аналогичные (1), но с использованием  $M_1$  старших собственных чисел и соответствующих собственных векторов.

Алгоритм EV (Джонсона) после нормирования сильных сигналов приобретает вид

$$S_{\text{ДЖН}} = \frac{\mathbf{V}_j^{*T} \left[ \mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}{\mathbf{V}_j^{*T} \left[ \mathbf{R}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^{*T} \right] \mathbf{V}_j}. \quad (4)$$

В соотношении (4) знаменатель формирует классический алгоритм Джонсона при обнаружении  $M > M_1$  сигналов, а числитель обеспечивает нормировку  $M_1$  сильных сигналов.

Помимо приведенных алгоритмов задача разрешения слабых сигналов в присутствии сильных сигналов может реализоваться на основе проекционных («быстрых») алгоритмов, построенных на основе ортогонального проектора, использующего непосредственно входную выборку на  $L$  элементах антенной решетки [1, 5]

$$\mathbf{X}_t \left[ \mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}, \quad (5)$$

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 [4]

$$S_{\text{нр}t} = \frac{1}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{clt} \mathbf{V}_j}, \quad (6)$$

где

$$\hat{\mathbf{P}}_{clt} = \mathbf{E} - \mathbf{X}_t(n) \left[ \mathbf{X}_t^{*T}(n) \mathbf{X}_t(n) \right]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T} \quad (7)$$

– проекционная матрица размерности  $L \times L$  распределенных помех (и слабых сигналов);  $\mathbf{E}$  – единичная матрица размерности  $L \times L$ . При этом обращаемая матрица в (7) подвергнута процедуре регуляризации, а временной интервал адаптации равен  $K$ .

Оценка спектральных уровней слабых сигналов на интервале  $KT_1$  спектральных отсчетов может производиться по формуле

$$S_{\text{нр}jt} = \frac{1}{T_1} \sum_{t=1}^{T_1} \frac{\sum_{k=1}^K \mathbf{A}_{jt}^{*T} \mathbf{X}_{kt} \mathbf{X}_{kt}^{*T} \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \mathbf{P}_{clt} \mathbf{V}_j} = \frac{1}{T_1} \sum_{t=1}^{T_1} \frac{\mathbf{A}_{jt}^{*T} \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{A}_{jt}}{\mathbf{V}_j^{*T} \hat{\mathbf{P}}_{clt} \mathbf{V}_j}, \quad (8)$$

$$\text{где } \hat{\mathbf{R}}_t = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{kt} \mathbf{X}_{kt}^{*T} \quad (9)$$

– выборочная оценка корреляционных матриц на  $t$ -й группе подвыборки;

$$\mathbf{A}_{jt} = \hat{\mathbf{P}}_{clt} \mathbf{V}_j \quad (10)$$

– весовые коэффициенты при суммировании сигналов от элементов антенны в  $j$ -м направлении на  $t$ -м временном интервале размерности  $K$ .

Принципиальным преимуществом алгоритмов, основанных на применении ортогонального проектора (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.

Сравним алгоритмы, построенные на основании ортогонального проектора (5), и алгоритмы, построенные с использованием «идеального» варианта ортогонального проектора, реализующего ту же идею, по выборке того же объема  $K$ , но с использованием пространственного спектрального анализа. Для этого рассмотрим модификацию алгоритма [5] с использованием ортогонального проектора (вместо (5)):

$$\mathbf{P}_{2t} = \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_{mt} \mathbf{U}_{mt}^{*T}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{U}_{mt}$  –  $m$ -й собственный вектор, соответствующий одному из  $M_1$  старших собственных чисел матрицы  $\mathbf{X}_t \mathbf{X}_t^{*T}$  размерности  $L \times L$ , полученной на частном временном интервале  $t$  длительностью  $K$ .

Поскольку длительность частной выборки  $K$  больше, чем число сильных обнаруживаемых сигналов, но меньше, чем число элементов антенны  $L$ , в спектральном разложении матрицы  $\mathbf{X}_t \mathbf{X}_t^{*T}$  можно выделить  $M_1$  старших собственных чисел  $\sigma_{mt}^2$  и соответствующих собственных векторов  $\mathbf{U}_{mt}$ , обусловленных сильными сигналами. Сформируем ортогональный проектор

$$\mathbf{P}_{3t} = \mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{U}_{mt} \mathbf{U}_{mt}^{*T} = \sum_{n=M_1+1}^L \mathbf{U}_{nt} \mathbf{U}_{nt}^{*T}, \quad (12)$$

который состоит из собственных векторов предполагаемых слабых сигналов и помех.

По аналогии с соотношениями (5)–(7) сформулируем аналогичные соотношения на основе ортогонального проектора (12):

$$S'_{iT} = \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_{3t} \mathbf{V}_i}, \quad (13)$$

$$S'_{iT} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_{3t} \mathbf{V}_i}. \quad (14)$$

Соотношение (13) реализует алгоритм MUSIC на основе спектрального анализа одной «короткой» выборки, соотношение (14) определяет усредненный результат на  $1 \dots T$  последовательных измерениях.

Алгоритм обнаружения слабых сигналов по аналогии с (8), реализованный на основе проектора  $\mathbf{P}_{3t}$ , примет вид

$$S_{3t} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{\mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_{3t} \mathbf{X}_t \mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{P}_{3t} \mathbf{V}_i}{\mathbf{V}_i^{*T} \mathbf{P}_{3t} \mathbf{V}_i}. \quad (15)$$

В соотношении (15) предполагается подавить сильные сигналы во входной выборке на каждом частном интервале  $t$  (числитель), нормировать его с помощью знаменателя, а затем накапливать получившийся результат на  $1..T$  последовательных временных интервалах. Отличие ортогонального проектора (12) от (7) заключается в возможности контролировать число подавляемых сигналов, в то время как в (7) число подавляемых сигналов определяется его размерностью и свойствами выборки.

Проведем анализ рассмотренных алгоритмов. Их можно разбить на две группы. К первой группе отнесем классические алгоритмы (1), (3), (4), модифицированные нормированием. В алгоритмах (1) и (3) в числителе осуществляется когерентная компенсация  $M_1$  мешающих сигналов, а в знаменателе реализуется выравнивание пеленгационного рельефа, искаженного при подавлении мешающего сигнала.

Алгоритм (4) построен на проведении пространственного спектрального анализа, при этом для обнаружения слабых сигналов объем выборки при формировании оценки корреляционной матрицы должен существенно превышать число элементов используемой антенны ( $>4L$ ). Для алгоритма (3) объем выборки также должен удовлетворять этому требованию. Алгоритм (1) (в несколько иной модификации [6]) может реализоваться с использованием выборки меньшего объема до трех-четырехкратного числа подавляемых источников. Возможности подавления помех определяются параметром  $M_1$  – числом подавляемых помех, совпадающих с направлениями ориентации векторов матрицы  $B$ .

В алгоритмах (3) и (4) подавление  $M_1$  мешающих сигналов обеспечивается  $M_1$  собственными векторами, соответствующими  $M_1$  старшим собственным числам. Это расширяет возможности подстройки модели мешающего сигнала к параметрам реально-го источника (например, расположенного в зоне Френеля).

Параметры алгоритмов (3) и (4):

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

Три параметра, характеризующие проекционные «быстрые» алгоритмы (5)–(15):

- объем выборки на каждом частном интервале адаптации  $K$ ;
- число элементов адаптивной антенны  $L$ ;
- число частных интервалов  $t$ , накопленных в процессе адаптации  $T$ ;
- алгоритм (15) зависит от априорно назначаемого параметра  $M_1$ , определяющего

число подавляемых сигналов, общий объем выборки одинаков для всех сопоставляемых алгоритмов.

В алгоритме Джонсона (4) число ожидаемых слабых сигналов не ограничено, но  $M - M_1$  сигналов (после  $M_1$  сильных) имеют дополнительное усиление по сравнению с последующими.

Характеристики всех рассматриваемых алгоритмов в большой степени зависят от интервала спектрального анализа  $T$ , который определяет ширину спектра отсчета и частотный интервал между соседними отсчетами. Классические алгоритмы Джонсона без нормирования сильных сигналов реализуется соотношением (4) при подстановке в числителе единицы вместо приведенных нормирующих соотношений.

Главная сложность применения алгоритмов (3), (4) заключается в формировании необходимого объема выборки. Эта сложность может быть частично преодолена использованием в выборке для адаптации соседних спектральных отсчетов после их коррекции с использованием фокусирующих матриц. В любом случае необходимость формирования выборочных корреляционных матриц большого объема ограничивает быстроту реакции адаптивной системы на быстрое изменение параметров мешающих сигнала-

лов. Эти сложности преодолеваются совместным применением «быстрых» адаптивных алгоритмов на основе проекционных (квазипроекционных) алгоритмов (5)–(15) и использованием группы спектральных отсчетов, откорректированных с помощью фокусирующих матриц.

Эффективным способом формирования фокусирующих матриц [2] является использование сингулярного разложения корреляционной матрицы фазирующих векторов  $\mathbf{C} = \mathbf{V}(n)\mathbf{V}^+(n_0)$  в виде  $\mathbf{T}(n) = \mathbf{Q}(n)\mathbf{U}^+(n)$ , где столбцы матриц  $\mathbf{Q}(n)$  и  $\mathbf{U}(n)$  являются левыми и правыми сингулярными векторами матричного произведения:

$$\mathbf{V}(n)\mathbf{V}^+(n_0) = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1(n) & \cdots & \mathbf{V}_R(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^+(n_0) \\ \vdots \\ \mathbf{V}_R^+(n_0) \end{bmatrix} = \sum_{r=1}^R \mathbf{V}_r(n)\mathbf{V}_r^+(n_0). \quad (16)$$

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

$$\mathbf{T}^+(n)\mathbf{T}(n) = \mathbf{U}(n)\mathbf{Q}^+(n)\mathbf{Q}(n)\mathbf{U}^+(n) = \mathbf{E}. \quad (17)$$

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 в соотношении (16), равном ортогональным частотно-волновым выборкам на проектной частоте  $f_0$ . Последняя соответствует межэлементному расстоянию  $d_0$ , равному  $\lambda_0/2$ :

$\omega_{n_0} = \frac{2\pi}{T_1}n_0 = 2\pi f_0$ . Это расстояние в свою очередь равно  $-\frac{Ld_0}{\lambda_0} \ll l \ll \frac{Ld_0}{\lambda_0}$ ,  $R = \frac{2Ld_0}{\lambda_0}$ , 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 спек-

трального анализа,  $n_0$  – номер спектрального отсчета, к которому приводятся соседние спектральные отсчеты в диапазоне от  $n_{\min}$  до  $n_{\max}$

В результате откорректированная входная выборка на любой частоте, соответствующей номерам от  $n_{\min}$  до  $n_{\max}$

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

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

Для проекционных алгоритмов (5)–(15) необходимый объем выборки  $\sqrt{M_1 \times L}$  (при ограниченном числе мешающих сигналов) позволяет на порядок и более сократить время реакции адаптивной системы на изменение внешней обстановки.

После корректировки выборки спектральных отсчетов с помощью фокусирующих матриц выборку для адаптивных алгоритмов можно формировать как с помощью отсчетов, принадлежащих разным временным интервалам (либо спектральных отсчетов с разными номерами, полученных на одном интервале спектрального анализа), так и с помощью комбинации, использующей как временные, так и спектральные отсчеты.

Следует отметить, что более близкие перспективы реализации имеют алгоритмы (5)–(9), а алгоритмы (14)–(15) более сложны при реализации, но рассматриваются далее в силу общих принципов функционирования и позволяют лучше понять и оценить особенности алгоритмов (5)–(9).

Дальнейшей задачей нашего исследования является имитационное модельное исследование рассматриваемых алгоритмов применительно к конкретному значению параметров антенны, помеховой ситуации и конкретным параметрам алгоритмов.

**Модельные исследования при плосковолновых моделях полезных и мешающих сигналов.** На рис.1 представлена помеховая ситуация, в которой присутствует четыре группы сигналов. В каждой группе присутствуют один сильный и один слабый сигнал, отличающийся по направлению прихода на величину полураствора характеристики направленности. Сильные плосковолновые сигналы разрешаются между собой. Линейная эквидистантная антенна состоит из 64 элементов ( $L = 64$ ), на средней частоте рассматриваемого частного поддиапазона межэлементное расстояние  $d_0 = 0.45\lambda$ .

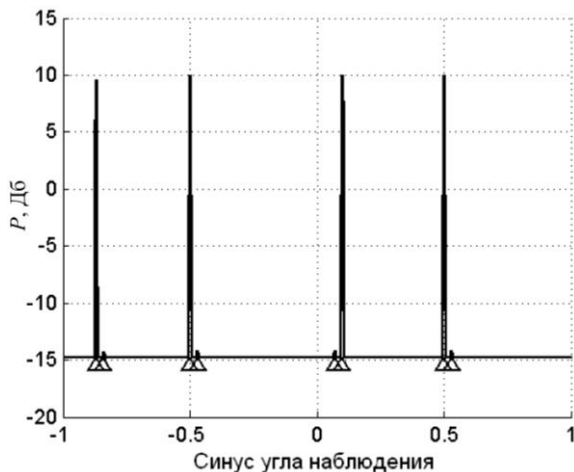


Рис.1. Помеховая ситуация из четырех групп сигналов.

проведении модельных исследований использовалось  $N = 21$  спектральных отсчетов с относительной частотой  $dF = \frac{1}{Tf_0}$  в диапазоне от 0.000165 до 0.00066, где  $T$  – длительность

интервала спектрального анализа, а  $f_0$  – верхняя проектная частота антенны, соответствующая межэлементному расстоянию, равному  $\lambda/2$ . Общая полоса части поддиапазона, в которой формировалась выборочная оценка корреляционной матрицы для адаптации, составляла величину  $dF \cdot N$  от 0.35 до 1.4 % проектной частоты антенны.

Спектральные отсчеты локальных источников формировались с учетом частичного нарушения их пространственной когерентности ввиду конечного интервала спектрального анализа. В результате корреляция в пространстве между соседними элементами антенны составляла для  $m$ -го источника величину

$$1 - \frac{\tau_{1m}}{T_1} = 1 - \frac{dF}{2} \sin \alpha_m,$$

где  $\alpha_m$  – пеленг на  $m$ -й источник, отсчитываемый от нормали к оси антенны.

Сигналы различных частот корректировались с помощью фокусирующей матрицы (16) на основе ее сингулярного разложения (17), при этом в матрице (16) использовалось 63 вектора, синус направлений которых равномерно распределялся в диапазоне от  $-1$  до  $+1$ . Сформированная таким образом выборка входных процессов параллельно обрабатывалась рассматриваемыми алгоритмами, так что алгоритмы сопоставлялись при их функционировании в одинаковых условиях.

На рис.2 приведены пеленгационные рельефы двух алгоритмов – неадаптивного алгоритма Барлета (кривые 1) и проекционного алгоритма для обнаружения сильных

сигналов (6) (кривые 2), при этом рис.2, а рассчитывался при отсутствии амплитудно-фазовых ошибок в приемном тракте ( $b = 0$ ), а рис.2, б) при наличии таких ошибок  $b = 0.07$  (СКО ошибки по амплитуде 5 % и по фазе  $3^\circ$ ). Как видно из рис.2, а, при отсутствии ошибок реализации элементов приемного тракта пеленгационный рельеф неадаптивного алгоритма (кривая 1) характерен отметками в направлениях на сигналы и осциллирующим, спадающим боковым полем, проекционный алгоритм (6) – мощными узкими выбросами в направлениях на сильные сигналы.

При наличии ошибок (рис.2, б) боковое поле неадаптивной антенны приобретает случайный осциллирующий характер, а максимумы кривой 2 значительно уменьшаются по величине, при этом направления максимумов на сильные источники практически остаются несмещенными. В пеленгационных рельефах рассмотренных алгоритмов отсутствуют признаки наличия слабых сигналов.

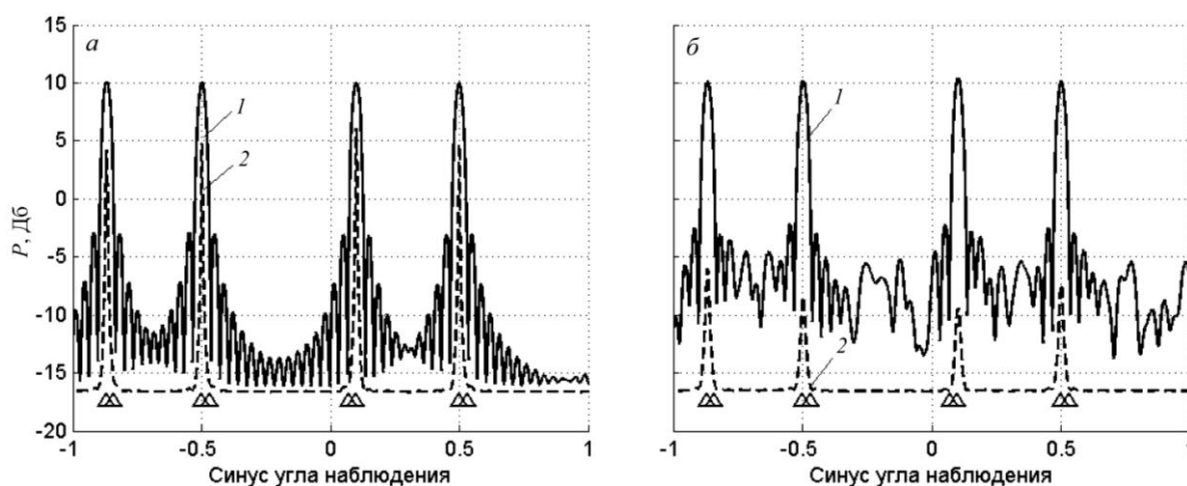


Рис.2. Пеленгационные рельефы неадаптивного алгоритма и алгоритма для оценки пеленга сильного сигнала: 1 – неадаптивный алгоритм Барлета; 2 – проекционный алгоритм для обнаружения сильных сигналов.

Далее исследуются адаптивные алгоритмы для обнаружения слабых сигналов.

Отметим, что выборка для адаптации классических алгоритмов (2)–(4) формировалась из 210 отсчетов, составленных для этих алгоритмов из 21 спектрального отсчета на 10 интервалах спектрального анализа. Для алгоритмов (1), (8) и (15) выборка для адаптации состояла из 21 спектрального отсчета, которые откорректированы с помощью фокусирующих матриц и получен на одном временном интервале спектрального анализа. В дальнейшем рис.2–7 получены при относительной полосе спектрального анализа  $dF = 1.65 \cdot 10^{-4}$ , а на рис.8 при  $dF = 6.6 \cdot 10^{-4}$ . Условия, при которых проведены модельные имитационные исследования, обобщены в таблице.

#### Условия моделирования

Параметр	№ рисунка				
	3	4	5	6	7
Наличие слабых сигналов	–	+	+	+	+
$dF$	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$1.65 \cdot 10^{-4}$	$6.6 \cdot 10^{-4}$
Число нормированных сигналов $M_1$	8	8	8	4	8
Наличие фокусировки	+	+	–	+	+
Ошибки в элементах $b$	0	0.07	0.07	0.07	0.07

На рис.3 приведены пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов. Присутствуют четыре сильных сигнала. Отсутствуют слабые сигналы при



нулевых ошибках весовых коэффициентов ( $b = 0$ ) и  $dF = 1.65 \cdot 10^{-4}$ . Анализ этого рисунка свидетельствует о том, что при ограниченном интервале спектрального анализа растет анизотропный шумовой фон (в диапазоне углов  $\sim 2$  раствора неадаптивной ХН) вблизи направлений на сильные источники. Приращение этого фона над некоррелированной помехой для алгоритма (1) составляет величину, близкую к теоретическому значению,

$$10 \lg \left( 1 + \frac{1}{8} S_m(n) \frac{L^2}{N} dF \sin \alpha_m \right),$$

где  $S_m(n)$  – интенсивность  $m$ -го сильного сигнала;  $\alpha_m$  – пеленг на него (отсчитываемый от нормали к оси антенны);  $N$  – интенсивность некоррелированной помехи на ненаправленном элементе антенны. Так что отношение сигнал / суммарная помеха для слабого сигнала в направлении полураствора характеристики направленности от сильного мешающего источника определяется соотношением

$$\frac{S_{\text{сл}}(n)}{N_{\Sigma}} = \frac{S_{\text{сл}}(n)L}{N + \frac{1}{8} S_m(n)L^2 dF \sin \alpha} = \frac{S_{\text{сл}}(n)}{\frac{N}{L} + \frac{1}{8} S_m(n)L dF \sin \alpha},$$

где  $S_{\text{сл}}(n)$  – интенсивность слабого сигнала на ненаправленном элементе антенны.

Алгоритм (1) (кривая 8) правильно оценивает приращение шумового фона (за исключением небольшой ошибки в направлении на когерентный сигнал), так как имеет только четыре опорных канала и, следовательно, может регулировать только четыре компенсационных коэффициента.

Другие алгоритмы, как с полным объемом выборки (кривые 4 и 5), так и «быстрые» алгоритмы (кривые 6 и 7) имеют меньшую анизотропную компоненту, поскольку число нормируемых сигналов  $M_1 = 8$  обеспечивает подавление как когерентных составляющих локальных помех, так и части их рассеянных составляющих. Прирост анизотропно-фона максимален вблизи оси антенны и уменьшается к нормали.

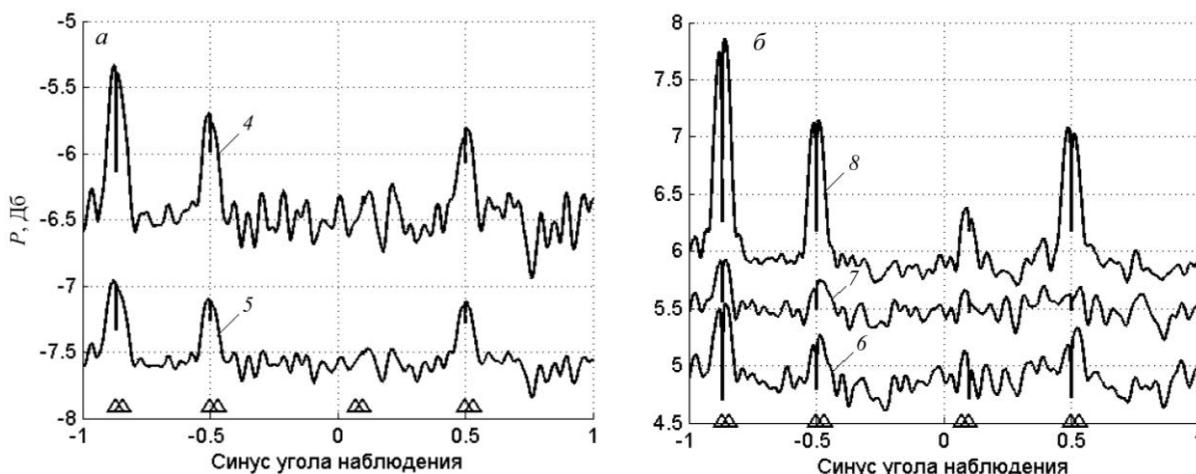


Рис.3. Пеленгационные рельефы алгоритмов с нормированием сильных сигналов при отсутствии слабых – классических (а) и с короткой выборкой (б).

3 – классический алгоритм Джонсона (знаменатель формулы (4)); 4 – алгоритм Джонсона с нормированием сильных сигналов (4); 5 – алгоритм Барлета с нормированием сильных сигналов на основе спектрального анализа корреляционной матрицы (3); 6 – «быстрый» проекционный алгоритм обнаружения слабых сигналов на основе ортогонального проектора (7) согласно формуле (8); 7 – «быстрый» алгоритм на основе спектрального разложения «коротких» выборок (15); 8 – алгоритм подавления сильных и обнаружения слабых сигналов с использованием опорных каналов (1).

Отметим, что появление анизотропного фона неблагоприятно для обнаружения и оценки параметров слабых сигналов, близких по направлению к сильным. Это ухудшение обусловлено как ростом шумового фона, так и необходимостью разрешения слабых сигналов с регулярными составляющими анизотропного фона, что может приводить и к ошибкам смещения. Действие последнего фактора несколько ослабляется для адаптивных алгоритмов (кривые 4–7) в связи с уменьшением анизотропии, обусловленным нормированием части рассеянной компоненты для этих алгоритмов.

На рис.4 приведены пеленгационные рельефы, аналогичные приведенным на рис.3, но при наличии случайных ошибок в элементах приемного тракта ( $b = 0.07$ ) и слабых сигналах (при соотношении  $-33$  дБ по отношению к сильному). Алгоритм EV (кривая 3) правильно определяет направления прихода только сильных сигналов, слабые сигналы не обнаруживаются. Алгоритмы с нормированием сильных сигналов (3), (4), (8) и (15) (кривые 4, 5, 6, 7) достаточно четко обнаруживают все слабые сигналы, при этом на пеленгационных рельефах видны участки анизотропного фона (с другой стороны от направления на сильный сигнал). Наименее контрастная (и со смещением на больших углах от нормали к оси антенны) формируется отметка алгоритма (1) (кривая 8).

На рис.5 представлена аналогичная ситуация, но при отсутствии фокусирующей матрицы перед суммированием спектральных отсчетов в выборочных оценках корреляционных матриц. При этом для всех алгоритмов, предназначенных для обнаружения слабых сигналов, существенно ухудшается контрастность отметок слабых сигналов, приходящих из направлений, отличающихся от нормали к антенне.

На рис.6 приведены рассматриваемые алгоритмы при наличии фокусирующей матрицы, но в алгоритмах (3), (4) и (15) (кривые 4, 5 и 7) количество нормируемых сигналов  $M_1$  сокращено до четырех. В пеленгационных рельефах этих алгоритмов существенно ухудшились условия разрешения слабых сигналов в направлениях, удаленных от нормали к оси антенны.

Аналогичная ситуация возникает при расширении полосы спектрального анализа в 4 раза (рис.7), где относительная полоса  $dF = 6.6 \cdot 10^{-4}$ . В этом случае, несмотря на наличие фокусировки и при достаточной величине параметра  $M_1 = 8$ , резко ухудшается контрастность отметок слабых сигналов в направлениях, существенно отличных от нормали к оси антенны.

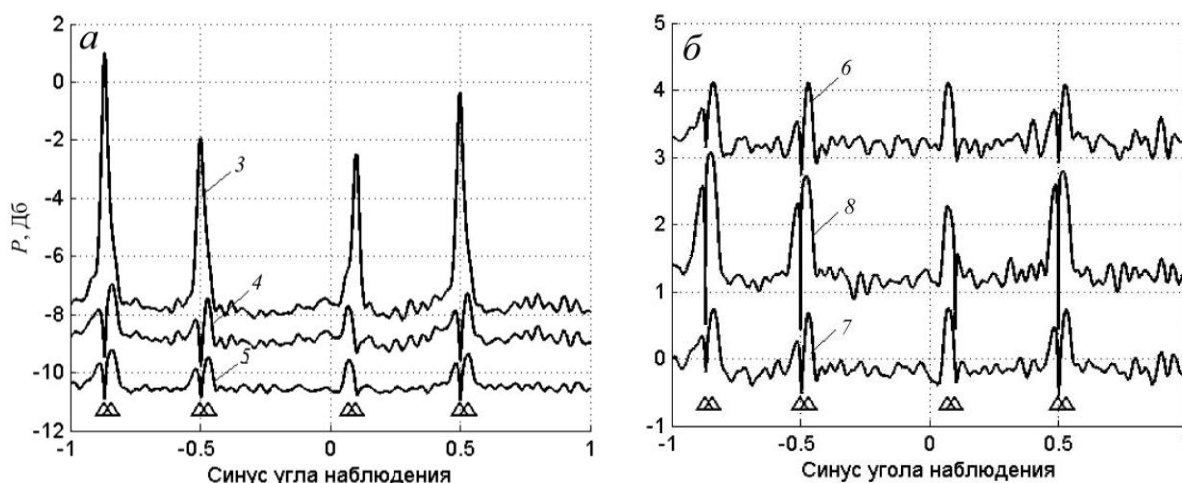


Рис.4. Пеленгационные рельефы при наличии слабых сигналов. Условные обозначения см. на рис.3.

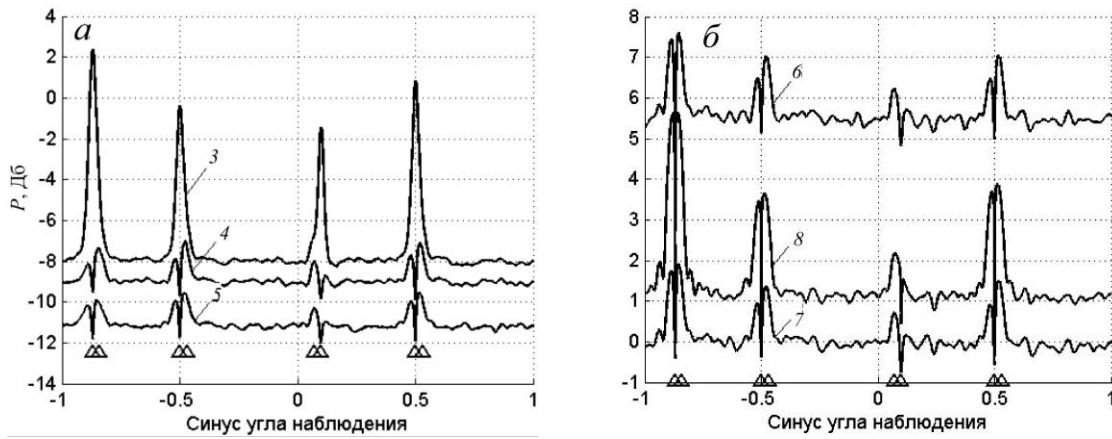


Рис.5. Пеленгационные рельефы при отсутствии фокусировки.  
Условные обозначения см. на рис.3.

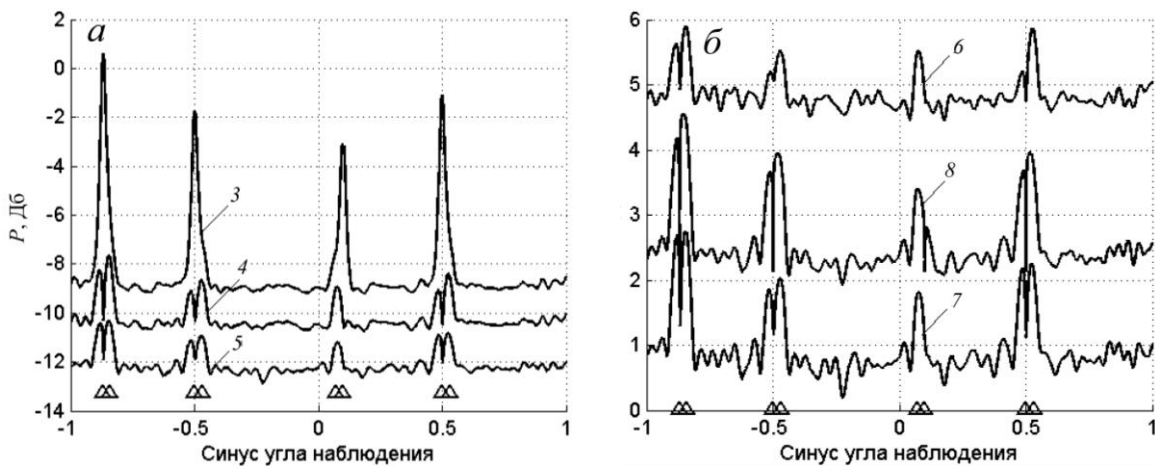


Рис.6. Пеленгационные рельефы при ограниченном числе нормируемых сигналов.  
Условные обозначения см. на рис.3.

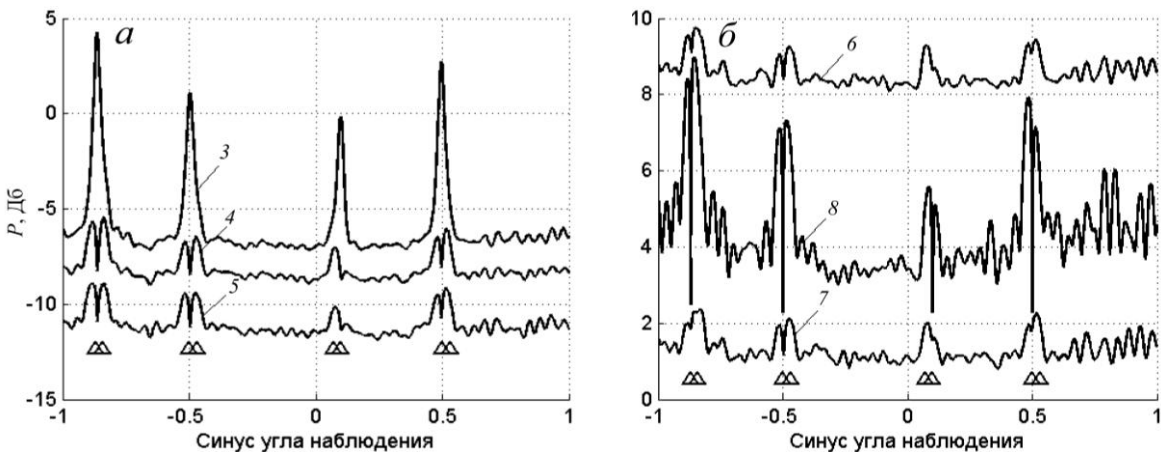


Рис.7. Пеленгационные рельефы при малом интервале спектрального анализа.  
Условные обозначения см. на рис.3.

Подводя итог, следует отметить, что с учетом реальных технических факторов, даже при модели плосковолновых сильных мешающих сигналов, обнаружение и оценка направления на слабые источники оказываются достаточно сложной технической задачей.

Это требует учета основных параметров:

- размеров и параметров антенн;
- интервала временного спектрального анализа;

- применения фокусирующих матриц для коррекции выборок на различных частотах;
- технологических разбросов параметров приемных трактов;
- параметров и вида используемых алгоритмов, включая классические адаптивные алгоритмы (MUSIC, Джонсона) и нормированные модификации собственно-структурных и проекционных алгоритмов.

В результате имеем:

- величина технических ошибок при создании антенн и элементов приемных трактов должна быть по возможности ограничена, хотя ошибка формирования весовых коэффициентов с СКО до 10 % слабо влияют на разрешение слабых сигналов;
- интервал спектрального анализа должен обеспечивать фоновый уровень, обусловленный частичным нарушением пространственной когерентности при спектральном анализе – более низкий, чем предполагаемые для обнаружения сигналы;
- при использовании для формирования выборочных оценок корреляционных матриц спектральных отсчетов с различными номерами эти отсчеты должны подвергаться корректировке с помощью фокусирующих матриц;
- число параметров адаптивных алгоритмов (число собственных векторов, используемых для нормирования алгоритмов  $M_1$ ) должно быть больше, чем формальное число сильных локальных источников из-за дополнительных собственных векторов, формирующихся при наличии ошибок в приемном тракте.

Преимущества «быстрых» проекционных алгоритмов проявляется наиболее сильно в динамических, изменяющихся ситуациях. Одним из примеров является наличие рассеяния при распространении звука в среде. Такую ситуацию и анализ возникающих возможностей при этом предлагается рассмотреть в дополнительной статье, где анализируются возможности алгоритмов настоящей статьи при наличии рассеяния в канале распространения звука.

*Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 11-08-01097-а и 12-08-00511-а).*

## Литература

1. Мальшикин 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.
2. Wang H., Kaveh M. Focusing matrices for Coherent Signal-Subspace Processing // V.ASSP-36, N 8. August. 1988. P.1272–1281.
3. Мальшикин Г.С., Шафранюк А.В. Адаптивное разрешение широкополосных гидроакустических сигналов с частично нарушенной когерентной структурой // Акустический журнал (в печати).
4. Черемисин О.П., Ратынский М.В., Комов А.А., Пушкин А.Е. Эффективный проекционный алгоритм адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1994. Т.39, № 2. С.259–263.
5. Мальшикин 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.
6. Мальшикин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т.2. Адаптивные методы. СПб.: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2011. 374 с.

Статья поступила в редакцию 08.11.2012 г.

