

УДК 681.88

© Г.С.Малышкин, 2013

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

ВЛИЯНИЕ РАССЕЯНИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ПРИ РАЗРЕШЕНИИ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ В ПРИСУТСТВИИ СИЛЬНЫХ МЕШАЮЩИХ ИСТОЧНИКОВ ЗВУКА

В статье проведен анализ помеховой ситуации при наличии в сильных мешающих сигналах существенной рассеянной компоненты. Оценивается порядок величин интервала частотной корреляции флюктуаций в морских условиях. Проводятся имитационные исследования пеленгационных рельефов адаптивных алгоритмов (классических и на основе ортогонального проектора с нормированием сильных сигналов) с целью выделения слабых сигналов, маскируемых сигналами сильных локальных источников, при наличии в их составе рассеянной компоненты. Исследуется влияние как физических параметров акустического поля (интервал частотной корреляции флюктуаций), так и параметров приемных трактов.

Ключевые слова: рассеяние, корреляция флюктуаций, адаптивные алгоритмы, имитационное моделирование.

Настоящая статья является дополнением к [1] – рассматриваются те же алгоритмы и те же факторы. Основная особенность статьи – предположение о наличии рассеяния в канале распространения звука, которое является типичным для акустических приложений. Рассеяние – одна из причин появления флюктуаций акустических сигналов в процессе их распространения в морской среде. В связи с этим методы ослабления влияния рассеянных составляющих сильных сигналов при обнаружении и разрешении слабых особенно актуальны.

Формирование входной выборки при наличии рассеяния. Представим выборку n -х спектральных отсчетов M сигналов локальных источников и распределенных помех на элементах антенны в следующем виде:

$$\mathbf{X}_F(n) = \mathbf{X}_{IF}(n) + \sum_{m=1}^M \sqrt{S_m(n)} x_m(F, n) e^{j\omega_n \tau_m} \mathbf{V}_m(F, n), \quad (1)$$

$$\mathbf{V}_m(F, n) = \begin{pmatrix} 1 \cdot G_m(1, n, F) \\ \dots \\ e^{j\omega_n \tau_{mq}} \cdot G_m(q, n, F) \\ \dots \\ e^{j\omega_n \tau_{mL}} \cdot G_m(L, n, F) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

В соотношении (1) выборка $\mathbf{X}_F(n)$, полученная на F -м интервале спектрального анализа размерности $L \times 1$, состоит из n -х спектральных отсчетов (на угловой частоте $\omega_n = \frac{2\pi}{T}n$) распределенной помехи $\mathbf{X}_{IF}(n)$ и M – локальных источников, которые характе-

ризуются спектральной энергией m -го источника $S_m(n)$, временем запаздывания τ_m , случайным значением излученного сигнала $x_m(F, n)$ и вектором $\mathbf{V}_m(F, n)$, который определяется временными задержками m -го сигнала на каждом $1 \dots q \dots L$ элементе антенны и функциями $G_m(q, n, F)$, определяющими искажения m -го сигнала за счет рассеяния в среде.

Функция искажений может быть представлена [2] в следующих модификациях:

а) Гауссов канал:

$$G_m(q, n, F) = G_{om} + \sqrt{1 - G_{om}^2} y_m(q, n, F); \quad (3)$$

б) канал с фазовыми флуктуациями:

$$G_{m\phi}(q, n, F) = e^{j\omega_n \sigma_\tau y_m(q, n, F)}, \quad (4)$$

где в соотношении (3) G_{om} – корень квадратный из коэффициента когерентности (детерминированная часть функции передачи среды, вещественное число меньше единицы) m -го источника; $y_m(q, n, F)$ – функция, определяющая искажения фронта волны на q -м элементе антенны n -го спектрального отсчета на F -м интервале спектрального анализа. Для соотношения (3) функция $y_m(q, n, F)$ имитируется в виде дискретной комплексной (для формулы (4) вещественной) случайной последовательности с единичной дисперсией.

Для соотношения (4) σ_τ – среднеквадратичное отклонение флуктуаций времени распространения, а величина $\omega_n \sigma_\tau = \sqrt{-\ln \gamma}$, где $\gamma_m = G_{om}^2$ – коэффициент когерентности сигнала m -го локального источника [2–9].

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

$$\Gamma_m(q, p, n_l, n_r, F_l, F_k) = e^{-RDQ|q-p|} e^{-RDN|n_l-n_r|} e^{-RDF|F_l-F_k|}. \quad (5)$$

В соотношении (5) коэффициент корреляции флуктуаций находится:

– $RDQ = e^{-RDQ}$ – между двумя соседними элементами антенны, разнесенными в пространстве;

– $RDN = e^{-RDN}$ – между двумя соседними спектральными отсчетами, разнесенными по частоте;

– $RDF = e^{-RDF}$ – между двумя соседними спектральными отсчетами, разнесенными во времени на один интервал спектрального анализа.

Как видно из (5), при экспоненциальной аппроксимации каждое из сечений функции когерентности определяется корреляцией между соседними элементами, а при увеличении разницы номеров эта корреляция возводится в степень, равную данной разнице. Соотношение (5) описывает все сечения этой функции – в пространстве, по частоте и во времени, согласно принятым аппроксимациям.

Соотношения (1)–(5) допускают две трактовки. С одной стороны, после усреднения по множеству реализаций флуктуаций и тройного преобразования Фурье по пространству, времени и частоте [2] они определяют функцию рассеяния. Последняя характеризует уширение энергетических спектров сигнала в пространстве, по частоте, а также расширение зоны времени прохождения сигналом трассы распространения. Однако та-

кие характеристики определяют средние свойства рассеянного сигнала, которые проявляются в результате усреднения в пространстве, по времени и частоте.

Другая трактовка [6, 10, 11] соотношений (1)–(5) предполагает, что функция $y_m(q, n, F)$ 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 присутствующими ему искажениями. Для этого размер выборки для адаптации должен быть сформирован на таком участке входных воздействий, где конкретные значения функции искажений этого сигнала близки между собой и сохраняют стабильные свойства. Очевидно, что такой подход требует быстрой реакции адаптивного алгоритма на возможные изменения параметров мешающего сигнала (в том числе его искажений при распространении в среде).

Классические адаптивные алгоритмы (Кейпона, MUSIC, EV и др.) при обнаружении и разрешении слабых сигналов требуют, чтобы выборочная оценка корреляционной матрицы формировалась из числа выборок, равного $(3-4)L$, т.е. трех-, четырехкратному числу элементов используемой антенны. Для крупногабаритных антенн, состоящих из большого числа элементов, это требование трудновыполнимо, поскольку в данном случае время формирования выборки (обучение) может превысить интервал стационарности анализируемых процессов.

Указанное требование несколько упрощается, если для формирования оценки корреляционных матриц используется группа соседних частот, предварительно откорректированных с помощью фокусирующих матриц [1].

Еще большее сокращение выборочной оценки корреляционной матрицы для адаптации можно получить при использовании «быстрых» алгоритмов, основанных на свойствах ортогонального проектора (формула (5), [1]), использующего непосредственно входную выборку. Оптимальный объем выборки для такого проектора составляет около $\sqrt{M_1 L}$, где M_1 – число сильных мешающих сигналов, L – число элементов антенны. При числе мешающих сигналов не более $(3-4)$ оптимальная выборка имеет объем, равный около $2\sqrt{L}$, что для многоэлементных антенн на порядок и более позволит сократить ее объем.

Рассмотрим теперь возможные пути формирования выборки необходимого объема. Корреляционная матрица формируется из элементов, представляющих выборочные оценки корреляций элементов антенны. Усреднение этих оценок возможно за счет выборок, поступающих во времени, либо за счет выборок, отличающихся по частоте (после их коррекции). Возможен также комбинированный вариант, использующий оба эти эффекта.

Интервал временной корреляции флюктуаций зависит от вида физического процесса, порождающего их. Медленные флюктуации, порождаемые, например, внутренними волнами, могут иметь время стабильности, достаточное, чтобы сформировать выборки для адаптации. С другой стороны, флюктуации, порожденные мелкомасштабными неоднородностями, формируют быстрые флюктуации, особенно для движущихся источников.

Пространственно-временная-частотная корреляция флюктуаций акустических сигналов рассматривалась в литературе по акустике океана как в теоретическом, так и в экспериментальном плане [2–10, 12, 13].

Проведем анализ возможностей формирования выборочных оценок корреляционных матриц для адаптации с использованием спектральных отсчетов, отличающихся только по частоте, на одном интервале спектрального анализа.

Интервал частотной корреляции флюктуаций рассеянного поля является обратной величиной по отношению к времени «послезвучания» канала передачи, т.е. при малом послезвучании интервал корреляции по частоте достаточно большой, а при большом –

мал. Причиной нарушения частотной корреляции флюктуаций может быть рассеяние на шероховатой поверхности вследствие различной длины траектории прохождения звука от разных участков рассеивающей поверхности. Другой причиной удлинения времени послезвучания являются флюктуации времени распространения сигналов, обусловленные прохождением трассы, содержащей флюктуации показателя преломления как положительного, так и отрицательного знака.

Среднеквадратическое отклонение времени прохождения трассы распространения определяется соотношением [10]

$$\sqrt{\langle \Delta t \rangle^2} = \frac{1}{C_0} \sqrt{2 \langle \mu^2 \rangle L_n R}, \quad (6)$$

где C_0 – средняя скорость распространения звука; $\langle \mu^2 \rangle$ – средний квадрат флюктуаций показателя преломления; L_n – интегральный масштаб неоднородностей; R – протяженность трассы распространения.

Учтем, что параметр $\langle \mu^2 \rangle 10^{10}$ варьируется в диапазоне от единиц до нескольких сотен, L_n – от долей до десятков метров, что наиболее сильные мешающие источники расположены на небольших дистанциях – до нескольких километров (иначе они ослабляются вследствие затухания и расширения фронта волны), а также то, что прогнозное теоретическое значение интервала частотной корреляции флюктуаций, равное

$$\Delta F_k = \frac{1}{\sqrt{\langle \Delta t \rangle^2}}, \quad (7)$$

может достигать нескольких килогерц.

Имеются отдельные экспериментальные данные по оценке интервала частотной корреляции флюктуаций. В работе [6] приводятся результаты экспериментальных измерений, где от источника, расположенного на расстоянии около 2.3 км на частотах 1, 2 и 4 кГц интервал частотной корреляции огибающей (которая связана с общей корреляцией флюктуаций) на уровне $1/e$, составил величину 100, 85 и 75 Гц соответственно. В работе [6] от источника, расположенного на расстоянии 125 км на частоте около 1 кГц, интервал частотной корреляции флюктуации (также на уровне порядка $1/e$) составил величину, равную около 25 Гц.

При воздействии внутренних волн (а также крупномасштабных неоднородностей) происходят крупномасштабные вариации параметров рассеянного поля, что дает основания использовать адаптивные выборки, полученные усреднением как по частоте, так и по времени. Применительно к мелкомасштабным флюктуациям (особенно при движении источника и приемника) можно использовать корреляцию по частоте (и проблематично во времени).

Таким образом, адаптивный алгоритм следует строить так, чтобы сформировать выборочную оценку корреляционной матрицы для адаптации (или соответствующий ортогональный проектор) на таких участках входной выборки, где искажения поля (флюктуации) близки друг к другу на всем объеме этой выборки [11].

Определим количественные условия, при которых обеспечиваются требования к высокой корреляции искажений спектральных отсчетов, принадлежащих одному интервалу временного спектрального анализа. Используя экспоненциальную аппроксимацию функции частотной корреляции флюктуаций, получим

$$R(|f_l - f_r|) = e^{-\frac{|f_l - f_r|}{2\Delta F_k}} = e^{-\frac{1}{2} \frac{|n_l - n_r|}{T\Delta F_k}}, \quad (8)$$

где $|f_l - f_r| = \frac{1}{T}|n_l - n_r|$ – абсолютная величина разницы между частотами (n_l и n_r – номера спектральных отсчетов при интервале спектрального анализа T); ΔF_k – интервал частотной корреляции флюктуаций на уровне $e^{-1/2} = 0.606$ для рассматриваемого диапазона частот. Заметим, что по отношению к рассмотренным экспериментальным данным для уровня корреляции $1/e$ интервал на уровне $e^{-1/2}$ в формуле (8) в 2 раза меньше.

На интервал спектрального анализа T , согласно [1], накладываются ограничения из условия минимизации нарушения пространственной когерентности звукового поля при ограниченном интервале спектрального анализа. Вторые собственные числа выборочной оценки корреляционной матрицы (обусловленные частично когерентным полем m -го источника) определяются соотношением [1]

$$S_{\text{чкм}}(n) = \frac{1}{8} S_{0m}(n) L^2 dF \sin \alpha_m = \frac{1}{4} S_{0m}(n) L \frac{\tau_{L\text{max}}}{T} \sin \alpha_m, \quad (9)$$

где $S_{0m}(n)$ – интенсивность m -го плосковолнового сигнала; $\tau_{L\text{max}} = \frac{d_0 L}{c}$ – время распространения сигнала вдоль максимального размера линейной антенны $d_0 L$; $\sin \alpha_m$ – синус угла прихода m -го сигнала относительно нормали к оси антенны; $dF = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Tf_0}$ – относительная частота спектрального анализа по отношению к базовой (проектной) частоте антенны f_0 , соответствующей межэлементному расстоянию, равному половине длины волны на этой частоте, откуда интервал спектрального анализа может быть определен как

$$T = \frac{1}{dF f_0}. \quad (10)$$

В формуле (8) параметры определяются: ΔF_k – физическими условиями формирования интенсивных мешающих сигналов; $(n_l - n_r)_{\text{max}}$ – числом спектральных отсчетов N , используемых для формирования выборочной оценки корреляционной матрицы на одном временном интервале спектрального анализа.

Дальнейшая задача заключается в том, чтобы максимально ослабить влияние рассеяния за счет формирования выборки с близкими искажениями (флюктуациями). Поэтому при проведении модельных исследований будем контролировать параметр

$$R(N-1) = e^{-\frac{1(N-1)}{2T\Delta F_k}}, \quad (11)$$

где $(N-1)$ – максимальная разница номеров между спектральными отсчетами, используемыми в выборке для адаптации.

Соотношение (11) определяет минимальную корреляцию флюктуаций между N спектральными отсчетами с максимальной разницей номеров $(N-1)$. Заметим, что параметр

$$RDN = e^{-\frac{1}{2T\Delta F_k}} \quad (12)$$

есть коэффициент корреляции флюктуаций между двумя соседними спектральными отсчетами ($\Delta n = 1$).

Определим требования к интервалу спектрального анализа для допустимого снижения корреляции частотных флюктуаций крайних спектральных составляющих, вхо-

дящих в общую выборку для адаптации (для остальных спектральных составляющих корреляция частотных флюктуаций будет выше). Логарифмируя соотношение (11), определим интервал спектрального анализа, обеспечивающий заданный допустимый минимальный уровень корреляции $R_D(N-1)$:

$$T = -\frac{(N-1)}{2\Delta F_k \ln R_D(N-1)}. \quad (13)$$

Из соотношения (13) видно: чем выше уровень допустимой корреляции флюктуаций (необходимый для ослабления влияния рассеянных составляющих), тем больший интервал спектрального анализа должен использоваться.

Отметим, что объем выборки, необходимый для классических алгоритмов $\sim(3-4)L$, настолько велик, что их реализация на основе только откорректированных спектральных отсчетов с разными номерами оказывается нереальной, т.е. помимо групп спектральных отсчетов необходимо вести накопление выборки и во времени. 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. Таким образом, чтобы обеспечить условия для обнаружения слабых сигналов, интервал спектрального анализа должен удовлетворять двум условиям. Первое условие определяется соотношением (9), т.е. абсолютная величина слабого сигнала должна быть больше, чем вторые собственные числа от мешающего сигнала, поделенные на L , и второе условие (13) должно обеспечить ослабление влияния рассеянных составляющих за счет использования в выборке сигналов с близкими флюктуациями.

Имитационные модельные исследования разрешения слабых сигналов, маскируемых сильными сигналами, содержащими рассеянную компоненту. При проведении модельных исследований состав слабых полезных и мешающих сигналов совпадает с представленным на рис.1 [1]. Отличие заключается в том, что сильные мешающие сигналы содержат рассеянную компоненту. В дальнейших модельных исследованиях предметом анализа являются пеленгационные рельефы на выходе адаптивных алгоритмов для линейной антенны, состоящей из 64 элементов при межэлементном расстоянии 0.45λ , при составе сигналов аналогичных приведенным ранее на рис.1[1], но при наличии различных вариантов рассеянных сильных сигналов.

Теперь обсудим общие вопросы моделирования при наличии рассеяния, а затем рассмотрим конкретные результаты влияния параметров поля (и алгоритмов) на особенности пеленгационных рельефов в канале с рассеянием.

Пеленгационные рельефы неадаптивного алгоритма Барлета при плосковолновых сигналах несущественно отличаются от пеленгационных рельефов при наличии рассеяния. Поэтому сосредоточим внимание на особенностях пеленгационных рельефов адаптивных алгоритмов статьи [1] ((1), (2), (4), (8) и (15)) но при наличии рассеяния в сильных маскирующих сигналах. Номера кривых и соответствующие алгоритмы совпадают с нумерацией, принятой в [1].

Для всех алгоритмов, зависящих от параметра M_1 (число нормируемых сильных сигналов) было принято, что $M_1 = 10$. Алгоритмы строились на использовании $N = 27$ спектральных отсчетов и 10 интервалов спектрального анализа. «Быстрые» алгоритмы (формулы (1), (8) и (15) статьи [1]) формировали адаптивную выборку с использованием $N = 27$ спектральных отсчетов на каждом интервале спектрального анализа. По сравнению с параметрами алгоритмов, принятых в [1], произошло увеличение размерности ортогонального проектора и числа нормируемых сигналов. Это – следствие увеличения числа мешающих факторов, обусловленных появлением дополнительных искажений по-

ступающей выборки. В этих условиях сохранение старых параметров алгоритмов привело бы к ухудшению результатов.

Алгоритмы (2), (4) и классический алгоритм Джонсона формировали оценку выборочной корреляционной матрицы из $N \times 10$ выборок; при этом использовалось N спектральных отсчетов, скорректированных с помощью фокусирующих матриц на 10 интервалах временного спектрального анализа.

Интервал частотной корреляции (по уровню 0.606) флюктуаций был принят равным $\Delta F_k = 14$ Гц. Тогда для проектной частоты антенны 2 кГц взаимосвязь между относительной полосой частот dF , уровнем корреляции частотных флюктуаций между соседними спектральными отсчетами RDN , спадом корреляции между максимально разнесенными частотами $(RDN)^{N-1}$, а также корреляцией сигналов между соседними элементами $\left(1 - \frac{d_0}{cT} \sin \alpha_m\right)$ и между элементами с максимальным разнесением $\left(1 - \frac{d_0(L-1)}{cT} \sin \alpha_m\right)$ обеспечит набор параметров, приведенный в табл.1.

Таблица 1

Параметры флюктуаций и обработки сигналов для моделирования

$dF \cdot 10^4$	Δf , Гц	T_C	RDN	$RDN^{(N-1)}$	$\frac{\tau_1}{T} \cdot 10^4$	$\frac{\tau_1(L-1)}{T} \cdot 10^2, \%$	S_{gon}
1	2	3	4	5	6	7	8
6.6	1.32	0.75	0.9513	0.273	3.3	2.08	0.005
3.3	0.66	1.5	0.9765	0.538	1.65	1.04	0.00025
1.65	0.33	3	0.9882	0.734	0.82	0.52	0.0013
0.825	0.165	6	0.994	0.855	0.41	0.26	0.00065

Таблица рассчитана по соотношениям (9)–(12) при $\Delta F_k = 14$ Гц, $L = 64$, $d_0 = 0.375$ м, $\sin \alpha_m = 1$, при выбранных значениях параметра dF . В столбце 7 приведены значения энергии (в %), а в столбце 8 – абсолютная ее величина на выходе адаптивной системы за счет нарушения когерентности сильных плосковолновых сигналов при ограниченном интервале спектрального анализа T .

Как следует из данных табл.1, при выбранных параметрах антенны и интервале частотной корреляции различным вариантам интервала спектрального анализа от 0.75 до 6 с уровень корреляции между максимально разнесенными спектральными отсчетами (при $N = 27$) изменяется от 0.273 до 0.855 (столбец 5). Уровень частично когерентного поля изменяется от 2 % интенсивности мешающего источника до 0.26 %. В столбце 8 данные величины частично когерентного эффекта алгоритмов от сильного сигнала с интенсивностью 10, приходящего вдоль оси антенны.

Таким образом, используемый при моделировании сигнал с уровнем 0.005 (приращение 1.2 дБ над уровнем распределенной помехи) оказывается выше уровня поля за счет нарушения когерентности во всех случаях, кроме $dF = 6.6 \cdot 10^{-4}$. Результаты модельных исследований приведены на рис.1–8: рис.1–5 – при одинаковых интенсивностях мешающих сигналов, равных 10 и коэффициенте когерентности 0.92, рис.6 – при интенсивности мешающих сигналов 3 и 1 (коэффициенты когерентности $\gamma = 0.64$ и 0.49). Остальные параметры обработки и рассеянных компонент при модельных исследованиях приведены в табл.2.

Переходим к анализу модельных результатов, обобщенных в табл.2.

Параметры рассеянного поля и алгоритмов обработки

Данные, приведенные на рисунках	$dF \cdot 10^4$	Параметры рассеяния				N	$RDN^{(N-1)}$	$1 - \frac{\tau_1(L-1)}{T}$
		γ	RDR	RDQ	RDN			
1, а, б	0.82	0.92	0.25	0.85	0.994	27	0.855	0.9974
2, а, б	1.65 6.6	0.92	0.25	0.85	0.9882	27	0.734	0.99475
					0.9513		0.278	0.9790
3	1.65	0.92	0.25	0.75	0.9882	27	0.734	0.99475
4	1.65	0.92	0.95	0.85	0.9882	27	0.734	0.99475
5	1.65	0.92	0.6	0.95	0.9882	27	0.734	0.99475
6, а, б	1.65	0.64	0.25	0.85	0.9882	27	0.734	0.99475
	1.65	0.49						

На рис. 1 и 2 приведены результаты моделирования при быстрых флюктуациях рассеянного поля (коэффициент корреляции между одноименными отсчетами F , отличающимися на один номер спектрального анализа, равен 0.25) и флюктуациях в пространстве, интервал корреляции которых равен 7 элементам антенны. Представленные на рис. 1, а пеленгационные рельефы получены на выходе алгоритмов Джонсона (классический – без нормирования сильных сигналов, кривая 4), Джонсона и Барлета с нормированием сильных сигналов с помощью собственных чисел и собственных векторов, СЧСВ (кривые 2 и 3 соответственно). Оценка корреляционной матрицы для этих алгоритмов проводилась для 27 спектральных отсчетов и 10 временных интервалов спектрального анализа (объем выборки 270).

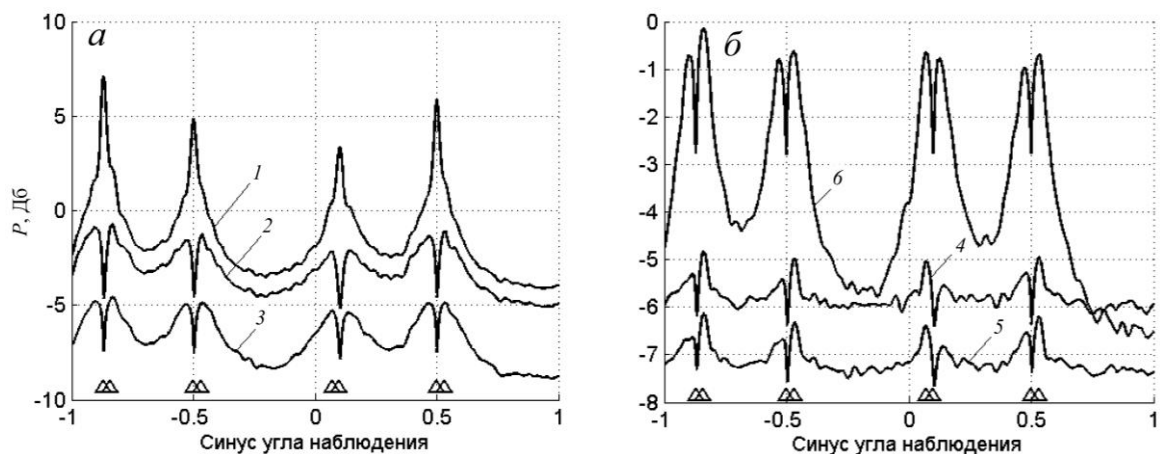


Рис. 1. Пеленгационные рельефы классических и «быстрых» алгоритмов ($dF = 0.8 \cdot 10^{-4}$). 1 – алгоритм Джонсона; 2 – алгоритм Джонсона с нормированием; 3 – алгоритм КЛП (СЧСВ) с нормированием (формула (3) [1]); 4 – ортогональный проектор (формула (8) [1]); 5 – ортогональный проектор (формула (15) [1]); 6 – компенсация локальных помех с помощью четырех вспомогательных каналов (формула (1) [1]).

Как видно из рис. 1, а, пеленгационные рельефы как классического алгоритма Джонсона, так и алгоритмов Джонсона, Барлета с нормированием на основе СЧСВ не позволяют выделить слабые сигналы на анизотропном усредненном фоне рассеянных

составляющих. На рис.1, б представлены пеленгационные рельефы «быстрых» алгоритмов. Для них адаптация проводится с использованием $N = 27$ спектральных отсчетов, принадлежащих одному интервалу спектрального анализа.

Вычисляются пеленгационные рельефы для каждого интервала, а затем – усреднение по 10 интервалам спектрального анализа (объем выборки для адаптации $N = 27$, выходные эффекты далее усреднены 10 раз). Затем для всех вариантов алгоритмов проводилось усреднение по 40 реализациям выборок объемом 270 каждая. На рис.1, б алгоритмы получены на основе ортогонального проектора (формула 8 [1], кривая 4), на основе алгоритма (15) [1] (кривая 5) и компенсации четырех сильных сигналов с помощью четырех вспомогательных каналов, ориентированных на локальные помехи (алгоритм (1) [1], кривая б).

При использовании «быстрых» алгоритмов на рис.1, б два алгоритма (кривые 4 и 5) выделяют отметки слабых сигналов. Остаточные явления, обусловленные нарушением когерентности при спектральном анализе и частичной частотной корреляцией флюктуаций, наблюдаются в виде фона, симметричного по отношению к воздействию слабому сигналу. Заметим, что алгоритм, представленный кривой б, выявляет резко анизотропный фон (наиболее близкий к усредненным параметрам рассеянного поля) после подавления когерентных составляющих сильных сигналов.

Рассеянное поле не подавляется этим алгоритмом, вследствие того что используемые 4 опорных канала (и, следовательно, 4 весовых коэффициента) подавляют только когерентную компоненту мешающих сигналов и не могут подавить весь широкий спектр их рассеянных компонент. При расширении полосы спектрального анализа до 0.33 Гц (рис.2, а) и 1.32 Гц (рис.2, б) растет фон вблизи направления сильного сигнала, в результате чего ухудшается контрастность обнаружения слабых сигналов над возрастающим анизотропным шумовым фоном.

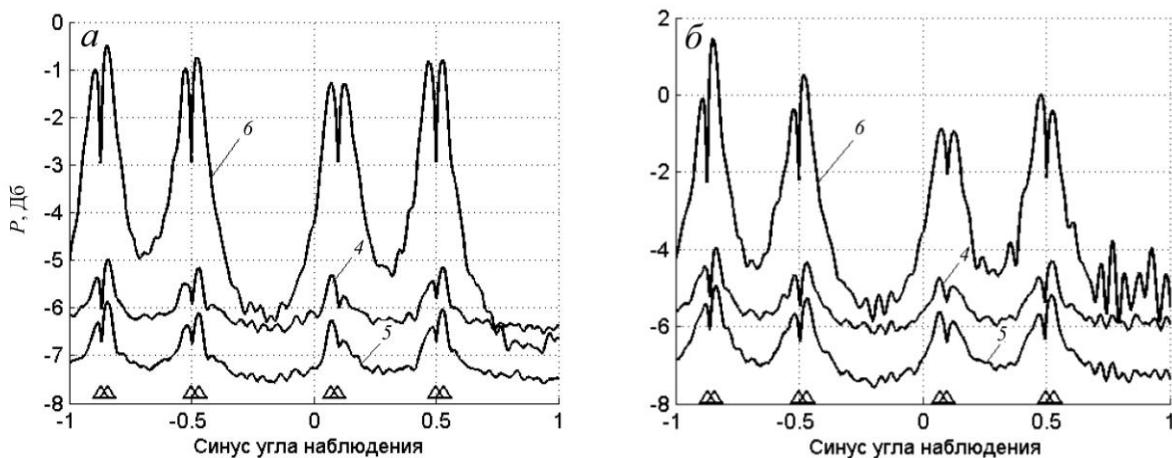


Рис.2. Пеленгационные рельефы «быстрых» алгоритмов $dF = 1.65 \cdot 10^{-4}$ (а) и $dF = 6.6e \cdot 10^{-4}$ (б).
Обозначение номеров алгоритмов совпадает с рис.1.

На рис.3 приведены аналогичные результаты, но при уменьшении интервала пространственной корреляции флюктуаций примерно до трех элементов антенны. В результате на кривых 4 и 5 уменьшается анизотропия пеленгационного рельефа, улучшается четкость отметок слабых сигналов (рис.2, а, 3).

Результаты, приведенные на рис.4, рассчитывались при увеличении интервала временной корреляции флюктуаций между одноименными спектральными отсчетами до 0.95. В результате коррелированные флюктуации во времени сохраняют стабильность поля на интервале 10 групп по 27 спектральных отсчетов. При этом алгоритм Джонсона с нормированием улучшает возможности выделения слабых сигналов (кривая 2) в отличие от аналогичной кривой на рис.1, а.

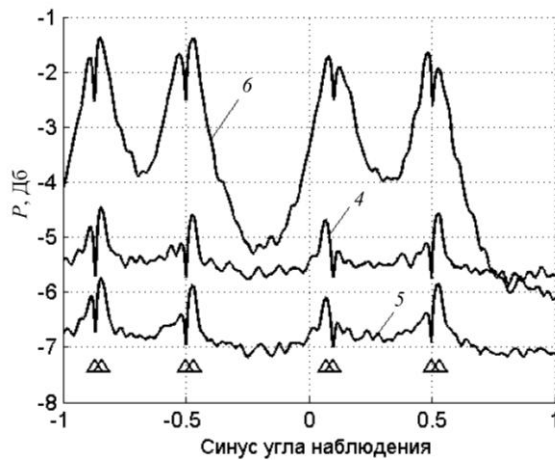


Рис.3. Пеленгационные алгоритмы «быстрых» алгоритмов при уменьшении интервала пространственной корреляции рассеянного поля.

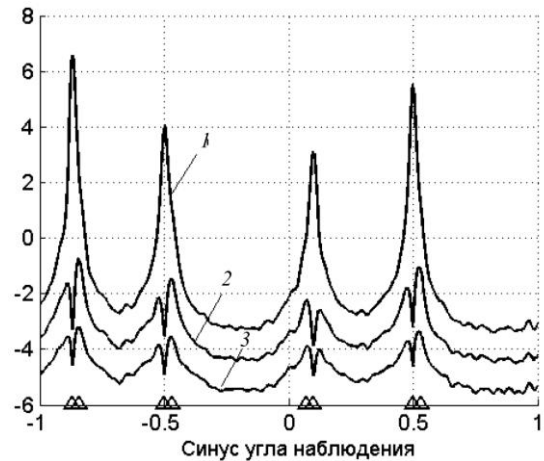


Рис.4. Пеленгационные рельефы классических алгоритмов при увеличении интервала временной корреляции рассеянного поля.

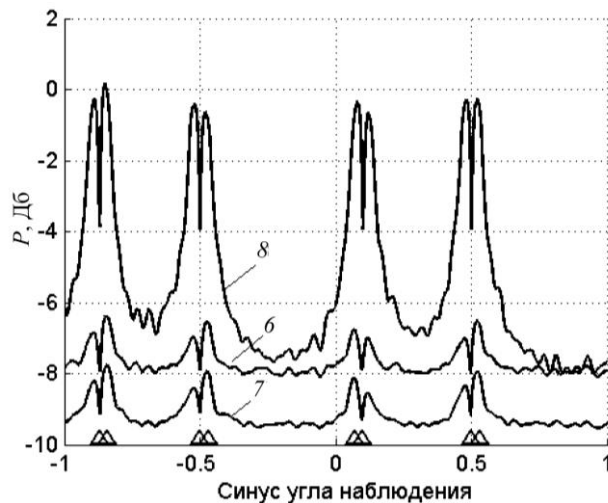


Рис.5. Пеленгационные рельефы «быстрых» алгоритмов при увеличении интервала пространственной корреляции рассеянного поля.

На рис.5 приведены пеленгационные рельефы при увеличении интервала пространственной корреляции флуктуаций $2d_k$ до 19 элементов антенны. При этом резко возрастает уровень пространственного спектра рассеянных составляющих вблизи направления на сильные источники. Несмотря на это, «быстрые» алгоритмы выделяют максимумы слабых источников при несколько возросшем анизотропном фоне.

На рис.6 приведены модельные результаты при несколько уменьшенных интенсивностях сильных сигналов (до 3 и 1), но при увеличении доли рассеянных компонент $\gamma = 0.64$ и 0.49 для рис.6, а и б соответственно. Ин-

тенсивность рассеянного поля во всех модельных экспериментах остается примерно одинаковой. Так, для рис.1–5, 6, а и б интенсивность рассеянного поля каждого источника на ненаправленных элементах антенны равна 0.8, 0.9 и 0.51 соответственно, при существенно различных уровнях когерентных компонент. Анализ рис.6 показывает, что и при резко возросшей относительной величине рассеянных компонент «быстрые» алгоритмы позволяют надежно выделять максимумы слабых сигналов.

На рис.7 представлена следующая помеховая ситуация, при которой сильные сигналы имеют различную интенсивность и различные параметры рассеяния. Результаты модельных исследований такой ситуации приведены на рис.8. Уровень слабых сигналов равен 0.005, что составляет -37 дБ по отношению к самому сильному сигналу с интенсивностью 25. На рис.8 приведены результаты модельных исследований для ситуации, представленной на рис.7, где присутствуют четыре сильных сигнала разной интенсивности (слева направо: $S = 4, 10, 1.5$ и 25 на одном элементе при коэффициентах когерентности $0.64, 0.81, 0.9, 0.81$ соответственно).

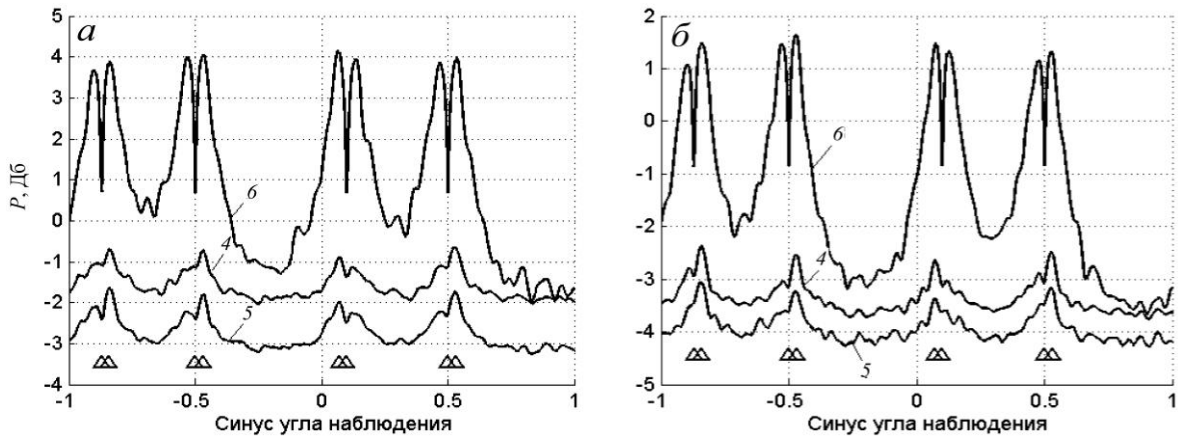


Рис.6. Пеленгационные рельефы с уменьшенными интенсивностями сильных сигналов при сохранении уровня рассеянного поля.

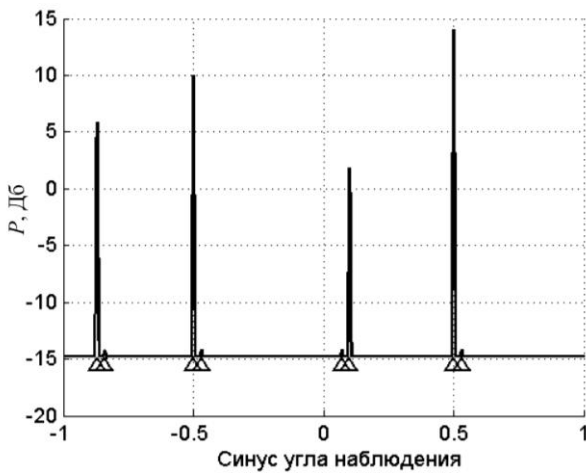


Рис.7. Направления прихода и интенсивности источников для рис.8.

Остальные параметры рассеянных полей аналогичны данным для рис.2, a ($RDR = 0.25$, $RDQ = 0.85$, $RDN = 0.9882$). Анализ рис.8, a (с приведенными пеленгационными рельефами классических алгоритмов, основанными на формировании больших выборок – около $4L$) показывает, что они не в состоянии обеспечить надежное обнаружение слабых сигналов. Однако «быстрые» алгоритмы (кривые 4 и 5 на рис.8, b) позволяют зафиксировать отметки всех слабых сигналов, несмотря на огромный анизотропный фон, хорошо видимый на пеленгационном рельефе алгоритма с четырьмя опорными каналами (кривая b).

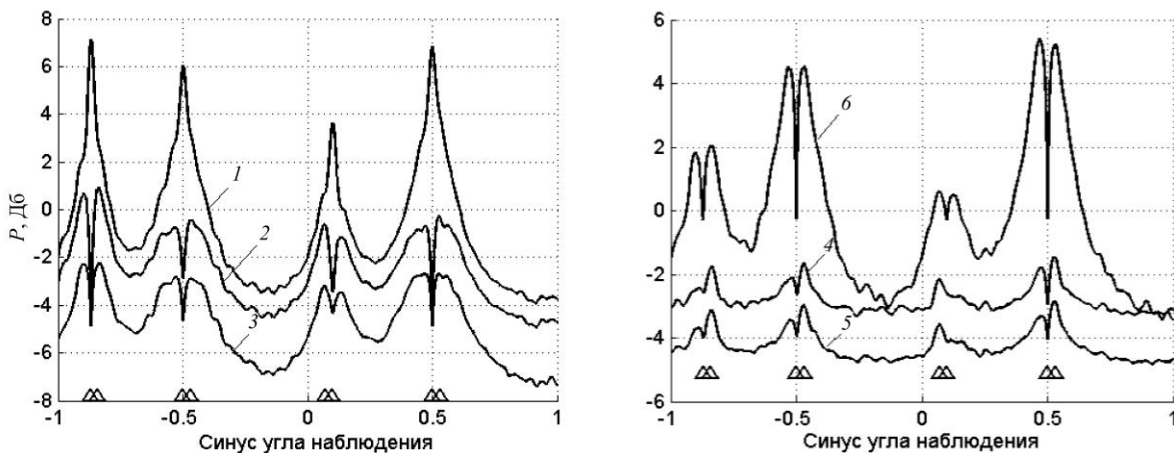


Рис.8. Пеленгационные рельефы классических и быстрых алгоритмов при сигналах, представленных на рис.7.

Обсуждение результатов. При наличии рассеянных компонент в сильных мешающих сигналах (в отличие от ситуации с плосковолновыми сигналами [1]) необходимо увеличить размерность ортогонального проектора и число нормируемых сигналов в ортогональных проекторах (8) и (15) [1]. Это обусловлено усложнением ситуации, так как увеличилось число мешающих факторов, воздействующих на антенну. Так, опти-

мальная размерность ортогонального проектора (и число нормируемых сигналов) вследствие рассеяния соответствует числу мешающих источников примерно в 2.5 раза больше, чем формальное число интенсивных локальных источников.

Основной итог проведенных исследований заключается в наличии возможности существенного ослабления маскирующего влияния сильных локальных источников даже при наличии в их составе значительной рассеянной компоненты. Ключом к реализации такой возможности является формирование выборочной оценки поля для адаптации на частотно-временном интервале, где флюктуации поля идентичны. Такая возможность становится реальной при совместном использовании для целей адаптации «быстрых» алгоритмов с нормированием сильных сигналов в сочетании с применением фокусирующих матриц, осуществляющих коррекцию спектральных отсчетов на интервале частотной корреляции флюктуаций. Эффективность такого сочетания зависит также от параметров приемных трактов, которые должны обеспечить допустимые нарушения когерентной структуры поля и необходимую степень подробности спектрального анализа.

Проведенные исследования показали хорошую работоспособность быстрых проекционных алгоритмов при изменении параметров входных воздействий, различных соотношениях когерентных и рассеянных полей, амплитуд мешающих сигналов, разных интервалов корреляции рассеянных полей, при наличии достаточно высокой корреляции флюктуаций по частоте.

Для определения диапазона возникающих возможностей необходимо провести прикладные исследования для оценки пространственно-временных и частотных параметров флюктуаций акустического поля применительно к типовым гидроакустическим условиям. Еще больше ситуация усложняется при совместном воздействии в сильных мешающих сигналах многолучевого распространения и рассеяния, что должно быть предметом отдельного детального анализа.

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

Литература

1. *Мальшкин Г.С., Шафранюк Ю.В.* Адаптивный прием плосковолновых широкополосных сигналов // *Фундаментальная и прикладная гидрофизика.* 2013. Т.6, № 1. СПб.: Наука, 2013. С.66–78.
2. *Лаваль Р., Лабаск.* Влияние неоднородностей и нестабильностей среды на пространственно-временную обработку сигналов // *Подводная акустика и обработка сигналов.* М.: Мир, 1985. С.43–68.
3. *Гулин Э.П.* Частотно-пространственно-временная корреляция волнового поля, рассеянного неровной поверхностью // *Тр. АКИН.* 1967. № 2. С.49–70.
4. *Гулин Э.П., Малышев К.И.* Некоторые результаты исследования частотной корреляции флюктуаций амплитуды звуковых сигналов // *Акустический журнал.* 1966. Т.12, № 6. С.110–112.
5. *Лысанов Ю.П.* Рассеяние звука неровными поверхностями // *Акустика океана.* Наука. 1974. С.231–330.
6. *Андреева И.Б., Чупров С.Д.* Отражение и рассеяние звука взволнованной поверхностью // *Там же.* С.359.
7. *Чупров С.Д., Швачко Р.Ф.* Звуковое поле в океане с учетом случайных неоднородностей среды // *Там же.* С.603.
8. *Гулин Э.П.* Статистические характеристики квадратурных составляющих звуковых сигналов, отраженных от взволнованной поверхности моря // *Акустический журнал.* 1975. № 5. С.721–731.
9. *Гулин Э.П.* Флюктуации шумоподобных сигналов, отраженных от взволнованной поверхности, на выходе корреляционного приемника // *Акустический журнал.* 2005. Т.51, № 6. С.749–758.
10. *Бреховских Л.М., Лысанов Ю.П.* Теоретические основы акустики океана. Л.: Гидрометеоздат, 1982.
11. *Мальшкин Г.С.* Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т.2. Адаптивные методы. СПб: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2011. 374 с.
12. *Чернов Л.А.* Волны в случайно-неоднородных средах. М.: Наука, 1975. 172 с.
13. *Чупров С.Д.* О связи спектра сигнала, отраженного от взволнованной поверхности океана, и спектра волнения в случае малых неровностей // *Акустический журнал.* 1978. Т.24, № 1. С.116–124.

Статья поступила в редакцию 08.11.2012 г.

