

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ.
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 681.883.024

РАЗРЕШЕНИЕ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ
ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ИСТОЧНИКОВ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ
С ПОМОЩЬЮ СОВРЕМЕННЫХ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ

© 2013 г. Г. С. Малышкин, В. Н. Тимофеев, О. И. Туркалова

Концерн “ОАО “ЦНИИ “Электроприбор”

197046 Санкт-Петербург, ул. М. Посадская 30

E-mail: vigena@yandex.ru

Поступила в редакцию 19.12.2011 г.

Рассматриваются особенности обнаружения и оценки параметров сигналов в дальней зоне антенны при наличии интенсивных мешающих сигналов в ближнем поле антенны с помощью современных адаптивных алгоритмов. При помощи имитационного моделирования показываются возможности адаптивных методов по локализации источников в дальней и ближней зонах антенны.

Ключевые слова: шумопеленгование, антенны с фокусировкой, зона Френеля, адаптивные алгоритмы, обнаружение, разрешение сигналов по углу и дальности.

DOI: 10.7868/S0320791913040114

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получили гидроакустические станции с бортовыми протяженными антеннами, предназначенные для исследования рельефа морского дна. Одной из особенностей таких антенн является увеличение ближней зоны антенны. Вопросам приема сигналов, расположенных в зоне Френеля, посвящена обширная литература, в частности, обобщенная в фундаментальной монографии [1]. В этой работе в качестве базовой модели выбран сигнал, образованный сферической волной, и выявлены особенности пространственно-временной обработки, обусловленные кривизной волновых фронтов, исследовано влияние движения источника и ряда других факторов на эффективность пространственно-временной обработки.

Цель данной статьи – произвести оценку возможности разрешения сигналов, расположенных в зоне Фраунгофера при наличии мешающих источников, расположенных в зоне Френеля с помощью современных адаптивных алгоритмов, основанных на нормировании сильных сигналов, применительно к особенностям, возникающим при наличии кривизны фронтов.

Упростим задачу, считая, что за время формирования выборки, необходимой для адаптации, источники неподвижны и находятся на постоянной дистанции в фиксированном направлении. Особенностью волнового фронта от источника, расположенного в зоне Френеля является наличие его искривления, в результате чего амплитудно-фазовые соотношения поля для спектрально-

го отсчета n на элементах линейной антенны описываются вектором-столбцом направления–дистанции

$$\mathbf{V}(n, \alpha, r_0) = \begin{pmatrix} \frac{r_0}{r_1} e^{j\omega_n \frac{(r_1-r_0)}{c}} \\ \dots \\ \frac{r_0}{r_q} e^{j\omega_n \frac{(r_q-r_0)}{c}} \\ \dots \\ \frac{r_0}{r_L} e^{j\omega_n \frac{(r_L-r_0)}{c}} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где r_0 и r_q – расстояние от точечного источника, расположенного в зоне Френеля, в направлении, заданном углом α от нормали к антенне до центра антенны и до q -го ее элемента соответственно; L – число элементов антенны; c – скорость звука; ω_k – частота n -го спектрального отсчета;

$$r_q = \sqrt{r_0^2 - 2d_q r_0 \sin \alpha + d_q^2}.$$

Здесь $d_q = -\frac{1}{2}(L + 1 - 2q)d_0$ – расстояние от q -го элемента антенны до ее центра, d_0 – межэлементное расстояние (рис. 1). Вектор-столбец (1) описывает поступающий сигнал на элементы антенны. В случае реализации приема, согласованного по направлению и дистанции с поступающей сферической волной, должен использоваться управляющий (опорный) вектор, комплексно сопряженный (1). Это определяет необходимость

фокусировки приемной антенны как по углу, так и по дистанции при приеме такого сигнала.

Сигналы, поступающие из дальней зоны антенны сформируют вектор $\mathbf{V}(n, \alpha)$ в предположении $r_1 = r_q = r_L = r_0$ и $r_q - r_0 = d_q \sin \alpha$, в результате чего вектор-столбец (1) примет вид

$$\mathbf{V}(n, \alpha) = \begin{pmatrix} e^{j \frac{\omega_0}{c} d_1 \sin \alpha} \\ \dots \\ e^{j \frac{\omega_0}{c} d_q \sin \alpha} \\ \dots \\ e^{j \frac{\omega_0}{c} d_L \sin \alpha} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

из которого следует, что для приема сигналов из дальней зоны требуется согласование только по направлению прихода. В качестве границы дальней зоны линейной антенны r_D выберем классическое определение ближней зоны

$$r_D < \frac{2(Ld_0 \cos \alpha)^2}{\lambda}, \quad (3)$$

где λ — длина волны, $Ld_0 \cos \alpha$ — эффективный размер антенны в направлении наблюдения α .

После спектрального анализа выборка n -х спектральных отсчетов входной смеси в элементах антенны примет вид

$$\mathbf{X}_F(n) = \mathbf{X}_{\Pi F}(n) + \sum_{m_0=1}^{M_0} \sqrt{S_{m_0}(n)} x_{Fm_0}(n) \mathbf{V}(n, \alpha_{m_0}, r_{m_0}) + \sum_{m=1}^M \sqrt{S_m(n)} x_{Fm}(n) \mathbf{V}_m(n, \alpha_m),$$

где $\mathbf{X}_F(n)$ и $\mathbf{X}_{\Pi F}(n)$ — векторы-столбцы (размерности $L \times 1$) n -х спектральных отсчетов суммарного поля и помехи соответственно на F -м временном интервале спектрального анализа; $S_{m_0}(n)$, $\mathbf{V}(n, \alpha_{m_0}, r_{m_0})$ — спектральная плотность мощности в центре приемной антенны и вектор направления-дистанции источников ближнего поля при общем числе источников ближнего поля M_0 ; $S_m(n)$ и $\mathbf{V}_m(n, \alpha_m)$ — спектральная плотность мощности и вектор направления M источников дальнего поля; $x_{Fm_0}(n)$ и $x_{Fm}(n)$ — комплексные случайные гауссовские отсчеты с единичной дисперсией, некоррелированные по n , F и номерам источников, характеризующие случайный вид излучения источников ближнего и дальнего полей соответственно.

Выборочная оценка корреляционной матрицы n -х спектральных отсчетов на F_{\max} интервалах

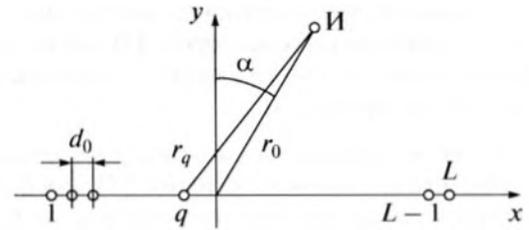


Рис. 1. К расчету геометрических соотношений для сферической волны.

спектрального анализа определяется соотношением

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \frac{1}{F_{\max}} \sum_{F=1}^{F_{\max}} \mathbf{X}_F(n) \mathbf{X}_F^{*T}(n),$$

где F_{\max} — объем выборки, используемой для формирования выборочной оценки. Для варианта быстрых алгоритмов (будут рассматриваться далее) выборка размерности F_{\max} разбивается на T более

коротких подвыборок размерности $K = \frac{F_{\max}}{T}$, так что полная входная выборка размерности $L \times F_{\max}$ представляется с помощью T последовательных выборок размерности $L \times K$ каждая. Математическое ожидание корреляционной матрицы суммарного поля в общем случае воздействия сигналов из дальней и ближней зон приобретает вид

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{N}(n) \mathbf{Q}(n) + \sum_{m_0=1}^{M_0} S_{m_0}(n) \mathbf{V}_{m_0}(n, r_{m_0}, \alpha_{m_0}) \mathbf{V}_{m_0}^{*T}(n, r_{m_0}, \alpha_{m_0}) + \sum_{m=1}^M S_m(n) \mathbf{V}_m(n, \alpha_m) \mathbf{V}_m^{*T}(n, \alpha_m), \quad (4)$$

где $\mathbf{N}(n)$ и $\mathbf{Q}(n)$ — спектральная плотность мощности и нормированная корреляционная матрица распределенной помехи.

Наличие источников как в ближнем, так и в дальнем поле приводит к тому, что для выявления всей совокупности источников приходится строить пеленгационные рельефы, сфокусированные как в дальнюю зону, так и на ряд дистанций ближней зоны. Предположим, что в окрестности антенны интенсивность источников, расположенных в ближней зоне, значительно больше интенсивности слабых источников из дальней зоны антенны. Рассмотрим далее адаптивные алгоритмы разрешения сигналов с учетом специфики сигналов, находящихся в зоне Френеля.

РАССМАТРИВАЕМЫЕ АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ

Рассматриваемые далее алгоритмы разрешения сигналов разделяются на две группы:

• классические адаптивные алгоритмы – MUSIC [6], EV (собственных векторов) [7], проекционный, основанный на использовании непосредственно входной выборки [3, 4];

• эти же алгоритмы, но реализованные с нормированием сильных сигналов [2], позволяющие улучшить разрешение слабых сигналов в присутствии сильных.

Приведем вначале классические алгоритмы: алгоритм Шмидта MUSIC –

$$S_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M1} \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}; \quad (5)$$

алгоритм Джонсона EV –

$$S_{\text{EVI}} = \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\hat{\mathbf{R}}^{-1} - \sum_{m=1}^{M1} \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (6)$$

где λ_m и $\mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m)$ – собственные числа и собственные векторы выборочной оценки корреляционной матрицы;

проекционный алгоритм –

$$S_{\text{Прп}} = \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (7)$$

$$\mathbf{P}_t = \mathbf{E} - \mathbf{X}_t [\mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}, \quad (8)$$

где \mathbf{P}_t – ортогональный проектор, построенный на t -й выборке размерности K ($M < K < L$), т.е. при объеме выборки больше, чем число обнаруживаемых сигналов, но меньше, чем число элементов антенны L (короткая выборка, быстрый алгоритм).

Особенность алгоритмов (5)–(7) заключается в том, что опорные векторы $\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i)$ зависят не только от направления прихода, как при разрешении дальних источников, но и от дистанции. Собственные числа и собственные векторы, присутствующие в знаменателях этих соотношений, также зависят не только от углового положения источника, но и от дистанции до него. В результате согласование опорного вектора с поступающим неизвестным сигналом может быть достигнуто построением нескольких ярусов пеленгационных рельефов, которые сфокусированы на различные дальности в ближней зоне антенны.

Алгоритм (5) MUSIC строится для обнаружения $M1$ сигналов, в знаменателе в квадратных скобках сформировано ортонормированное пространство собственных векторов помех, которое может быть построено вычитанием из полного ортонормированного подпространства антенной решетки (единичная матрица \mathbf{E} размерности $L \times L$) ортонормированного подпространства известного количества ($M1$) сигналов. Алгоритм (6) EV строится после обращения выборочной оценки корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ в элементах антенны и вычитания из нее суммы $M1$ элементов в виде

произведения обращенных собственных чисел на внешнее произведение соответствующих собственных векторов. Для построения алгоритмов (5) и (6) при обнаружении слабых сигналов выборочная оценка корреляционной матрицы (в квадратных скобках) должна содержать число выборок в несколько раз больше числа элементов антенны. Проекционный алгоритм (7) строится с использованием выборки \mathbf{X}_t размерности $L \times K$ с помощью ортогонального проектора (8), при этом вычитаемое $\mathbf{X}_t [\mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{X}_t]^{-1} \mathbf{X}_t^{*T}$ при $K \approx \sqrt{L(M1+1)} - 1$ можно трактовать как ортонормированное подпространство сильных сигналов [3].

Результаты оценки спектров проекционного алгоритма (7) на ограниченном интервале [1, K] могут использоваться непосредственно для вторичной обработки, либо путем усреднения с помощью соотношений

$$S_{\text{Прп}T1} = \sum_{t=1}^T \frac{1}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (7a)$$

$$S_{\text{Прп}T2} = \sum_{t=1}^T \frac{T}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left(\sum_{t=1}^T \mathbf{P}_t \right) \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (7b)$$

где в соотношении (7a) на интервале, используемом T выборок размерности $L \times K$, производится усреднение результатов измерения на каждом из T частных измерений, а в соотношении (7b) ортогональный проектор \mathbf{P}_t перед вычислением пеленгационных рельефов усредняется на T интервалах с размером выборок $L \times K$. Проекционные алгоритмы позволяют обнаруживать достаточно сильные сигналы, которые успевают сформировать свои характеристики в проекторе \mathbf{P}_t при воздействии выборки размерности $L \times K$.

Рассмотрим теперь алгоритмы с нормированием сильных сигналов [2], построенные на основе алгоритмов (5)–(7), дополненные сомножителями, с помощью которых из выходного эффекта устраняются отметки сильных сигналов и упрощается разрешение слабых сигналов в окрестности основного лепестка сильных. Алгоритмы (5)–(7) с нормированием сильных сигналов формулируются в следующем виде:

$$S_{EVNi} = \frac{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M1} \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\hat{\mathbf{R}}^{-1} - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\lambda_m} \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (10)$$

проекционные алгоритмы с нормированием сильных сигналов –

$$S_{ПРКПш} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \frac{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{X} \mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (11)$$

$$S_{ПРКПз} = \frac{\sum_{t=1}^T \mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{X} \mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left(\sum_{t=1}^T \mathbf{P}_t \right) \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}. \quad (11a)$$

Отличие алгоритмов (9) и (10) от соответствующих алгоритмов (5) и (6) заключается в том, что осуществляется поиск слабых сигналов с номерами $(M1 + 1) - M$ (знаменатель), но для упрощения принятия решения о наличии слабых сигналов в числителе при воздействии $M1$ сильных сигналов формируется сомножитель, аналогичный знаменателю, в результате чего отметки сильных сигналов исчезают из пеленгационного рельефа. В проекционных алгоритмах (11) и (11a) основной является операция подавления во входной выборке длительности $L \times K$ сильных сигналов путем ее умножения на ортогональный проектор

$$\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \mathbf{P}_t \mathbf{X} \mathbf{X}_t^{*T} \mathbf{P}_t \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i), \quad (12)$$

затем выходной эффект накапливается на T последовательных интервалах наблюдения, а результат нормируется с помощью алгоритма (7) на каждом частном интервале t (11), либо в усредненном эффекте (11a). Главным достоинством проекционных алгоритмов (11) и (11a) является то, что подавление мешающих сигналов во входной выборке осуществляется на “коротком” интервале входной выборки, который значительно меньше интервала выборки, необходимого для успешного функционирования алгоритмов (5) и (6), а также их модификаций (9) и (10).

Следует отметить, что во всех рассмотренных алгоритмах (9)–(11a), предназначенных для об-

MUSIC с нормированием сильных сигналов –

$$S_{MUNi} = \frac{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^{M1} \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}{\mathbf{V}_i^{*T}(r_i, \alpha_i) \left[\mathbf{E} - \sum_{m=1}^M \mathbf{U}_m(r_m, \alpha_m) \mathbf{U}_m^{*T}(r_m, \alpha_m) \right] \mathbf{V}_i(r_i, \alpha_i)}, \quad (9)$$

EV с нормированием сильных сигналов –

наружения слабых сигналов в присутствии сильных, не используется никакая априорная информация о характере сильных сигналов. Единственным критерием для включения источников в число сильных является значительное превышение собственных чисел, порожденных этими источниками над следующими по порядку собственными числами. Описав используемые далее алгоритмы, рассмотрим закономерности разрешения неортогональных сигналов на основе анализа их собственных чисел и собственных векторов применительно к ситуации, когда один из источников расположен в ближнем поле антенны.

РАЗРЕШЕНИЕ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Характеристики двух источников, выявляемые с использованием пространственного спектрального анализа, определяются параметрами собственных чисел λ_1, λ_2 и собственных векторов $\mathbf{U}_{01}, \mathbf{U}_{02}$, [3]

$$\lambda_{12} = \frac{L}{2} \left(S_1 + S_2 \pm \sqrt{(S_1 - S_2)^2 + 4S_1 S_2 \left(\frac{\mathbf{V}_1^{*T} \mathbf{V}_2}{L} \right)^2} \right), \quad (13)$$

$$\mathbf{U}_{012} = \frac{L}{2} \times \left(\frac{S_1 - S_2 \pm \sqrt{(S_1 - S_2)^2 + 4S_1 S_2 \left(\frac{\mathbf{V}_1^{*T} \mathbf{V}_2}{L} \right)^2}}{S_2 \mathbf{V}_2^{*T} \mathbf{V}_1} \right) \mathbf{V}_1 + \mathbf{V}_2, \quad (14)$$

где S_1 и S_2 – интенсивности первого и второго источников, а \mathbf{V}_1 и \mathbf{V}_2 – их векторы направлений. Как следует из (13) и (14), собственные числа определяются интенсивностями источников и их

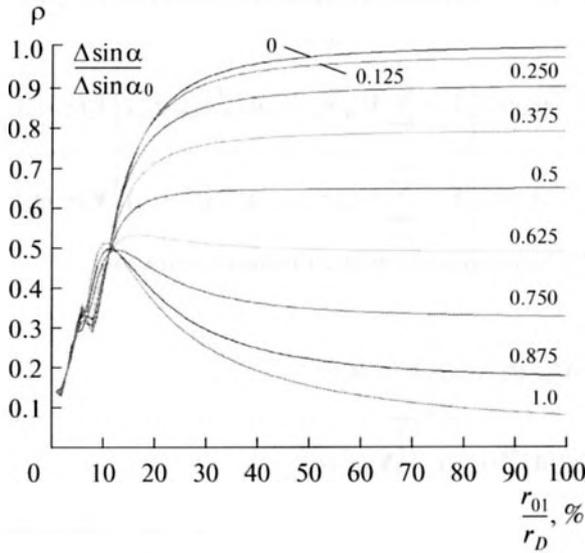


Рис. 2. Зависимость параметра ρ от относительной дистанции до первого источника при различных угловых расстояниях от источников.

взаимным положением, а собственные векторы представляют собой комбинацию векторов направления первого и второго источников с весами, определяемыми интенсивностями источников и их взаимным положением. Оба выражения зависят от соотношения

$$\rho = \left| \frac{\mathbf{V}_1^{*T} \mathbf{V}_2}{L} \right|, \quad (15)$$

определяющего для сигналов дальней зоны меру ортогональности двух сигналов, от которой зависит степень влияния источников друг на друга. В частном случае ортогональных сигналов ($|\mathbf{V}_1^{*T} \mathbf{V}_2| = 0$) отсутствует взаимное влияние источников и измерение их параметров происходит независимо друг от друга.

Применительно к рассматриваемой задаче, когда один из источников находится в ближнем поле антенны, соотношение (15) требует уточнения для сохранения нормировки

$$\rho(\alpha_1, r_{01}, \alpha_2) = \frac{|\mathbf{V}_1^{*T}(\alpha_1, r_{01}) \mathbf{V}_2(\alpha_2)|}{\sqrt{[\mathbf{V}_1^{*T}(\alpha_1, r_{01}) \mathbf{V}_1(\alpha_1, r_{01})] [\mathbf{V}_2^{*T}(\alpha_2) \mathbf{V}_2(\alpha_2)]}}. \quad (16)$$

В соотношении (16) вектор $\mathbf{V}_1(\alpha_1, r_{01})$ описывает поле ближнего источника (1), расположенного под углом α_1 , на расстоянии r_{01} , а вектор $\mathbf{V}_2(\alpha_2)$ — поле источника в дальней зоне антенны, приходящего под углом α_2 . Если интенсивности источников существенно разные ($S_1 \gg S_2$), то собственные числа,

соответствующие интенсивному и слабому источнику, примут вид

$$\lambda_1 = G_1 S_1 + L S_2 \rho^2, \quad (17)$$

$$\lambda_2 = L S_2 (1 - \rho^2), \quad (18)$$

где G_1 — усиление сигнала при обработке сферической волны. Другими словами, если источники не ортогональны, сильный источник отнимает у слабого часть его энергии, равную $L S_2 \rho^2$, и добавляет ее себе. Таким образом, обнаружение и оценка параметров слабого источника будут определяться как его энергией, так и влиянием соседнего источника в зависимости от величины параметра ρ . Параметр ρ в соотношении (16) определяется двумя величинами:

- угловым различием между источниками $\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2$;
- различием дистанций до источников.

В случае совпадающих направлений на источники ($\alpha_1 = \alpha_2$) параметр ρ зависит только от расстояния до ближнего источника. Количественное исследование параметра ρ показало, что его величина при совпадающих направлениях определяется одним параметром — отношением расстояния до ближнего источника к расстоянию до дальней зоны r_D , определенного соотношением (3). Зависимость параметра ρ от разницы направлений на источники определяет угловую разрешающую способность используемой антенны.

Характеристика направленности (ХН) линейной дискретной эквидистантой антенны, ориентированной максимумом в направление α_1 , определяется соотношением

$$R(\alpha, \alpha_1) = \frac{\sin \left[\frac{\pi L d_0}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_1) \right]}{L \sin \left[\frac{\pi d_0}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_1) \right]}, \quad (19)$$

где $\frac{L d_0}{\lambda}$ — волновой размер антенны. Угловое отстояние до первого нуля (полураствор ХН) определяется соотношением

$$\Delta \sin \alpha_0 = \sin \alpha_{10} - \sin \alpha_1 = \frac{\lambda}{L d_0}, \quad (20)$$

где α_{10} — направление первого нуля ХН. Согласно (20) разница синусов для полураствора ХН обратно пропорционально волновому размеру антенны. В дальнейшем при выполнении конкретных расчетов в качестве угловой меры будем использовать доли (или кратные величины) полураствора ХН $\frac{\Delta \sin \alpha}{\Delta \sin \alpha_0} = \frac{1}{8}, \frac{1}{4}, \frac{3}{8} \dots$ и так далее, где $\Delta \sin \alpha$ — угловое различие синусных величин направлений на источники.

На рис. 2 приведены зависимости модуля параметра ρ от относительной дистанции до перво-

го источника $\frac{r_{01}}{r_D}$ и углового различия направлений на источник в долях полураствора ХН. Выбор обобщенных параметров по дистанции и угловой координате позволил построить универсальные зависимости практически пригодные для широкого диапазона волновых размеров антенн, дистанций и угловых различий источников. Анализ рис. 2 свидетельствует о том, что для дальней зоны и значительной части ближней зоны от $(0.3-0.4)r_D$ до r_D разрешение по дистанции несущественно, так как почти не влияет на величину параметра ρ . Так, при $\Delta \sin \alpha = 0$ на дистанции $0.35r_D$ при $\rho = 0.95$ энергия слабого источника будет равна $S_2(1 - 0.95^2) \approx 0.1S_2$, т.е. при его разрешении удастся использовать только 10% его энергии. Для источников, расположенных ближе $0.35r_D$ параметр ρ начинает уменьшаться и при дистанции $0.2r_D$ коэффициент $\rho = 0.83$. Для обнаружения слабого сигнала в дальней зоне можно использовать $S_2(1 - 0.83^2) \approx 0.31S_2$, т.е. 31% его энергии. Использование большей части энергии слабого сигнала становится возможным только либо при дальнейшем приближении источника в ближнюю зону, либо при увеличении углового расстояния между наблюдаемыми источниками. Следует заметить, что кривая 0 на рис. 2 характеризует уменьшение выходного эффекта сигнала из дальней зоны при приеме сигналов антенной системой, сфокусированной в ближнюю зону по совпадающему направлению, либо, наоборот, выходной эффект системы, сфокусированной в дальнюю зону по сигналу, расположенному в том же направлении в ближней зоне.

МОДЕЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ИСТОЧНИКОВ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ АНТЕННЫ

При дальнейших исследованиях рассматривается 64-элементная антенна с межэлементным расстоянием 0.475λ . Полураствор ХН $\Delta \sin \alpha_0 = 0.329$,

различие по углу — $\frac{\Delta \sin \alpha}{\Delta \sin \alpha_0} = \frac{1}{8}, \frac{1}{4}, \frac{3}{8}$ и так далее.

Для моделирования ситуаций с разным расположением источников излучения использовалась модель, разработанная и описанная в [5], а результаты моделирования представлены на рис. 3–5. На рис. 3 представлена общая характеристика ситуации и соотношение интенсивностей рассматриваемых гауссовских случайных сигналов. На рис. 4 приведены реализации пеленгационных рельефов при различных вариантах обнаружения и разрешения слабых сигналов с помощью алгоритмов с нормированием сильных сигналов. На рис. 5 приведены результаты, полученные при

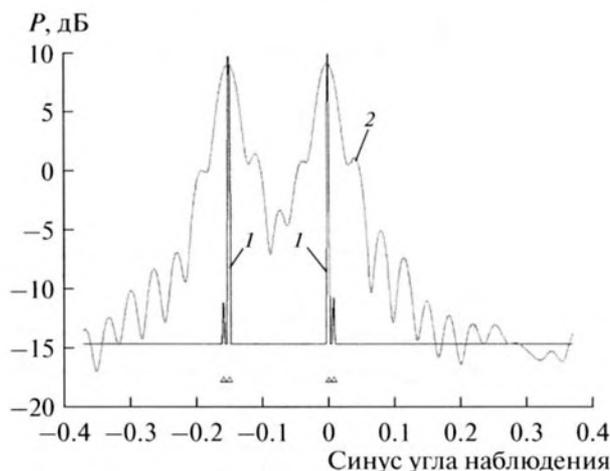


Рис. 3. Интенсивности и угловое положение рассматриваемых сигналов: 1 — исходные сигналы ($r_C = 0.25r_D$), 2 — неадаптивный прием ($r_C = 0.25r_D$).

различных вариантах размещения сильных источников с помощью классических адаптивных алгоритмов (формулы (5)–(7)) для различных дальностей фокусировки.

На рис. 3 представлены сигналы, рассматриваемые (при соответствующей коррекции координат по углу и дальности) в конкретных ситуациях. По оси абсцисс отложены синусы угла прихода сигналов. Синусы углов прихода сильных сигналов (спектральная плотность на элементе антенны 10) — 0.15 и 0.0, слабые сигналы (спектральная плотность на элементе антенны 0.05) смещены на одну четвертую часть полураствора ХН от направлений на сильные источники. На рис. 3 также приведен пеленгационный рельеф на выходе синфазной неадаптивной ХН, сфокусированной в дальнюю зону, по сигналу, расположенному на расстоянии, равном 25% расстояния до границы ближней зоны (кривая 2). Как видно из рис. 3, выходные эффекты неадаптивной антенны могут зафиксировать только 2 сильных источника, отметки каждого сильного сигнала размыты в силу его расположения в ближней зоне антенны. Спектральная плотность распределенной гауссовской дельтакоррелированной помехи равна единице. Уровень слабого источника на элементе антенны по отношению к сильному мешающему источнику равен -23 дБ и по отношению к распределенной помехе -13 дБ. При дальнейшем анализе рассматриваются реализации пеленгационных рельефов, полученные при проведенном имитационном моделировании различных алгоритмов.

На рис. 4 представлены пеленгационные рельефы, сфокусированные в дальнюю зону антенны, построенные с использованием алгоритма MUSIC (5) (кривые 1), MUSIC с нормированием сильных сигналов (9) (кривые 2), EV с нормирова-

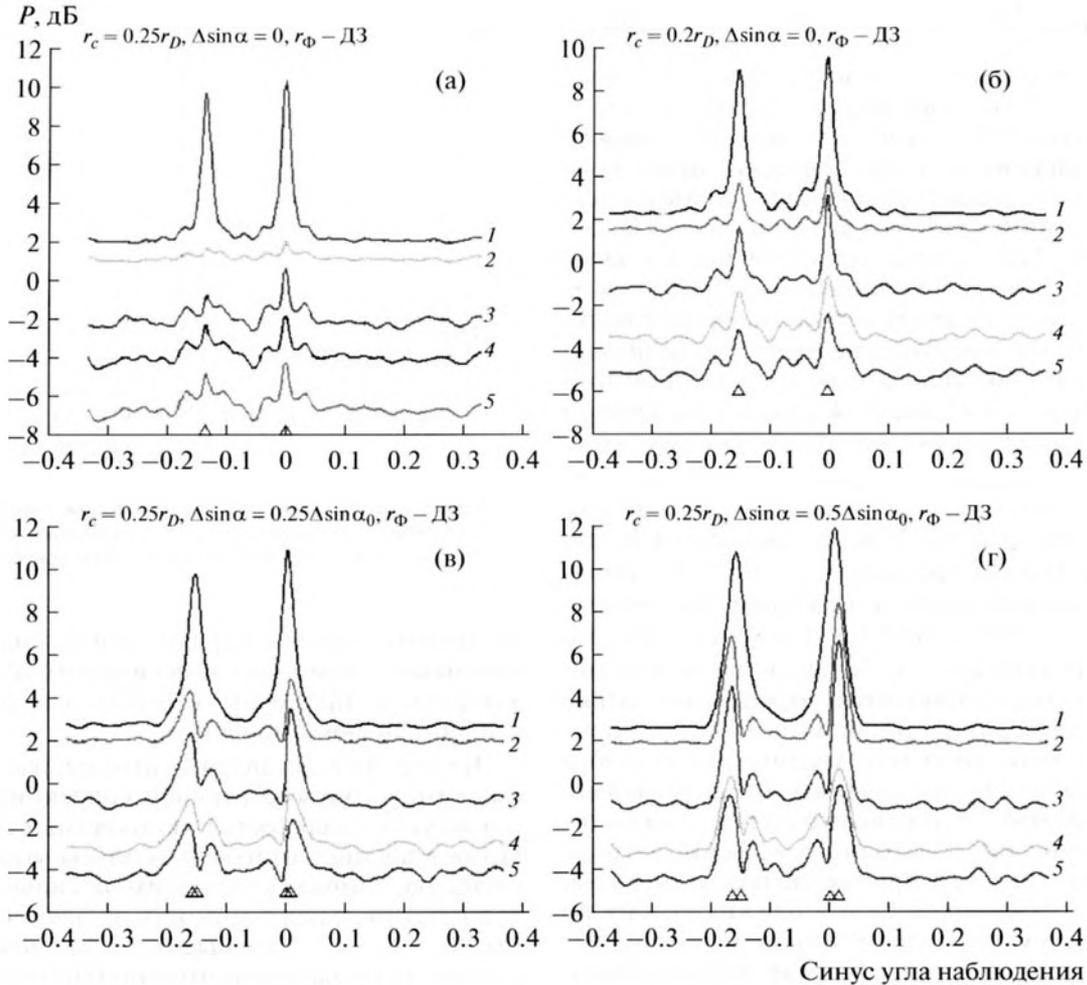


Рис. 4. Пеленгационные рельефы адаптивных алгоритмов для обнаружения слабых сигналов в дальней зоне: 1 – MUSIC, 2 – MUSIC НОРМ., 3 – ДЖОНСОН НОРМ., 4 – ОРТОГОНАЛЬНЫЙ ПРОЕКТОР КЛП2 НОРМ., 5 – ОРТОГОНАЛЬНЫЙ ПРОЕКТОР КЛП2 НОРМ.-2.

нием сильных сигналов (10) (кривые 3), ортогональные проекторы с нормированием сильных сигналов (11) (кривые 4) и (11а) (кривые 5). При реализации алгоритмов EV и MUSIC с нормированием сильных сигналов в формулах (9) и (10) полагалось число подавляемых сигналов $M1 = 2$ и число обнаруживаемых слабых сигналов $(M - M1) = 4$. Зависимости на рис. 4а и 4б построены при совпадающих направлениях на сильные и слабые источники (отметки сигналов по углу сливаются) при расположении сильного источника на расстоянии от антенны, равном 25 и 20% расстояния до границы дальней зоны соответственно. Зависимости на рис. 4в и 4г построены при расположении сильного источника на расстоянии 0.25 r_D при угловом различии направлений на источники 0.25 и 0.5 от полураствора ХН соответственно. Здесь и далее для классических алгоритмов (MUSIC, EV и их нормированных модификаций) объем выборки равен 240, а для алгоритмов на основе ортогонального проектора (8) – объем выборки 12, ко-

торая реализовалась 20 раз (за время одного цикла адаптации классических алгоритмов) и усреднялась за эти 20 циклов короткой адаптации.

Анализ рисунка 4а свидетельствует о трудностях разрешения слабого источника, расположенного в дальней зоне антенны при расположении мешающего источника на дистанции 0.25 r_D и совпадающих направлениях (зона неустойчивого обнаружения). При сокращении дистанции до 0.2 r_D все алгоритмы с нормированием сильных сигналов значительно улучшают заметность дальней слабой цели. Причиной такого результата является то, что при совпадающих направлениях на источники параметр ρ , приведенный на рис. 2, существенно уменьшает свое значение от 0.88 до 0.83, что согласно формуле (18) приводит к увеличению слабого сигнала в полтора раза. Увеличение углового различия до четверти полураствора ХН (рис. 4в) также приводит к существенному росту контрастности отметок слабых сигналов.

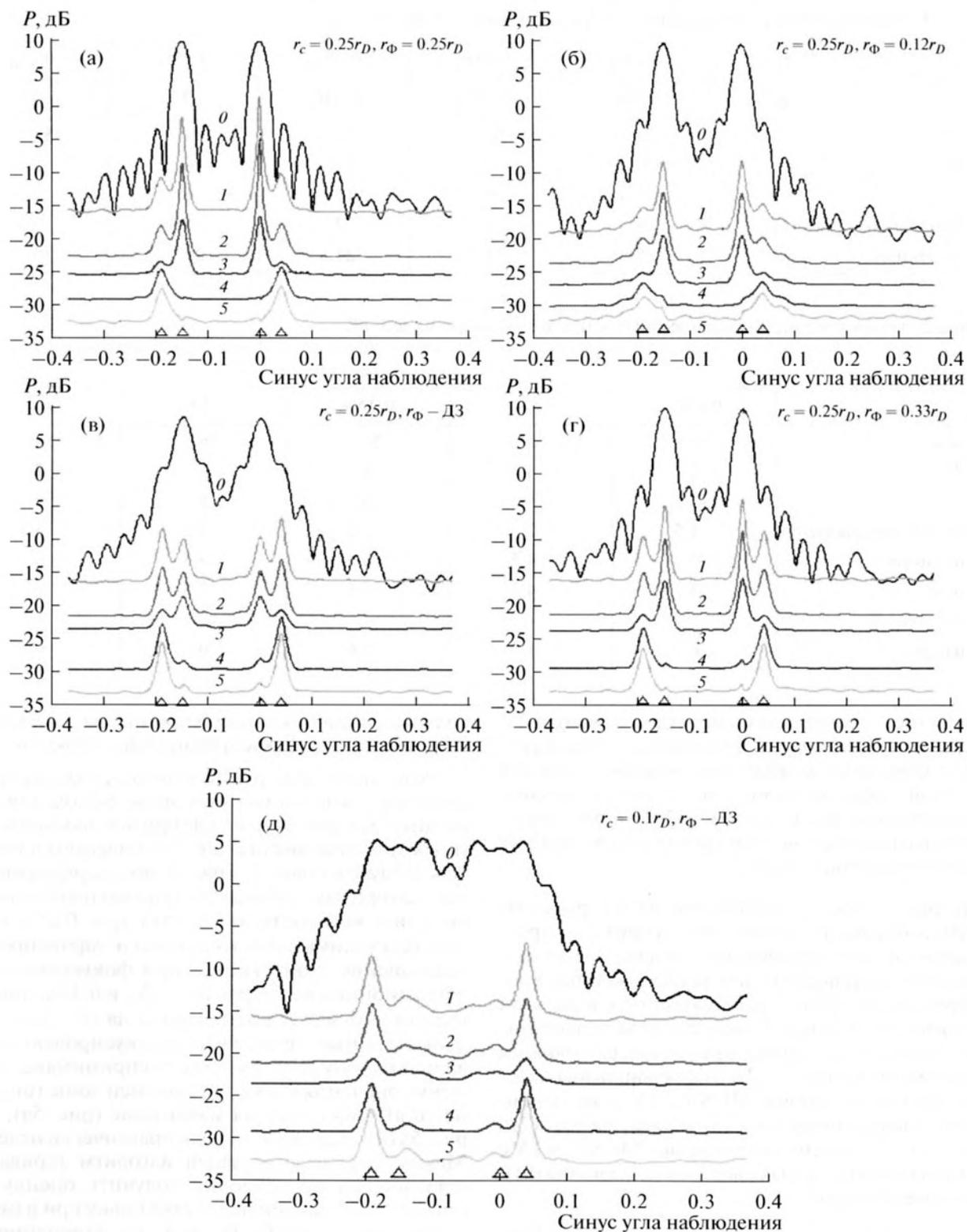


Рис. 5. Пеленгационные рельефы адаптивных и неадаптивных алгоритмов при различных дальностях фокусировки: θ – неадаптивный прием, 1 – ДЖОНСОН, 2 – MUSIC, 3 – ОРТОГ. СВЕРХР. ЛП1, 4 – MUSIC НОРМ., 5 – ДЖОНСОН НОРМ.

Таблица 1. Относительное приращение откликов сильных сигналов, дБ

Алгоритм	r_c	$0.25r_D$	$0.25r_D$	$0.25r_D$	$0.25r_D$	$0.1r_D$
	r_Φ	$0.25r_D$	$0.12r_D$	$0.33r_D$	ДЗ	ДЗ
Рисунок		5а	5б	5г	5в	5д
MUSIC		15–17	10	11	6	1.5
EV		15–18	10	11	6	2
Ортогональный проектор		9	6	7	4.5	0.5
Неадаптивный		25	24.5	24.8	24	20

Таблица 2. Относительные приращения откликов слабых сигналов, дБ

Алгоритм	r_Φ				
	$0.12r_D$	$0.25r_D$	$0.33r_D$	ДЗ	ДЗ
Рисунок	5б	5а	5г	5в	5д
MUSIC	3	4	6	7	7
EV	3.5	5	6.5	8	8
Ортогональный проектор	1.5	2	2.5	3.5	3.5
MUSIC норм	3	4.5	6	6.5	6
EV норм	3	4.5	6.5	7.5	6
Неадаптивный	–	–	–	–	–
Данные рис. 2	–6	–1	–0.6	0	0

Дальнейшее рассогласование углов прихода до полураствора ХН (рис. 4г) позволяет резко улучшить разрешение слабого источника в дальней зоне, при этом согласно рис. 2 это улучшение происходит как за счет углового, так и дистанционного разрешения источников (при дистанциях до источника ближе $0.25r_D$).

На рис. 5 представлены результаты расчетов пеленгационных рельефов для алгоритмов, предназначенных для обнаружения, оценки пеленга и дистанции до сильных целей, расположенных в зоне Френеля, и слабых, расположенных в дальней зоне антенны. Кривой θ представлены пеленгационные рельефы, сформированные неадаптивными алгоритмами. Кривые 1, 2 и 3 сформированы классическими алгоритмами MUSIC, EV и на основе ортогонального проектора (8) (формулы (5)–(7)), кривые 4 и 5 – на основе алгоритмов MUSIC и EV с нормированием сильных сигналов (алгоритмы (9) и (10) соответственно).

На рис. 5а–5г сильные сигналы ($\sin\alpha_1 = -0.15$, $\sin\alpha_2 = 0$) расположены на дистанции $0.25r_D$. Слабые сигналы (смещены по углу в наружную сторону на величину 1.25 от полураствора ХН) размещены в дальней зоне антенны. Уровень сильных и слабых сигналов совпадает с уровнями, показанными на рис. 3 (10 для сильных сигналов и 0.05 для слабых на ненаправленном элементе антенны). На рис. 5д

сильные источники расположены на расстоянии $0.1r_D$, а антенна сфокусирована в дальнюю зону.

Результаты измерений приращения откликов сильных сигналов над шумовым фоном для различных алгоритмов и дистанций фокусировки (по результатам анализа рис. 5) приведены в табл. 1. Как следует из табл. 1 и рис. 5, все сверхразрешающие алгоритмы (кривые 1–3) позволяют надежно выделить контрастную отметку $r_\Phi = 0.25r_D$ (равную расстоянию до источников) и зафиксировать уменьшение этой отметки при фокусировке пеленгационных рельефов на $0.12r_D$ и $0.33r_D$, так как величина отметок уменьшается на (3–7) дБ. Пеленгационные рельефы, сфокусированные в дальнюю зону (рис. 5в и 5д), воспринимают занижение значения сигналов ближней зоны (рис. 5в) на 10 дБ ниже, чем на максимуме (рис. 5а), а на рис. 5д отметка сильной цели практически исчезает. Между тем, неадаптивный алгоритм (кривая 0) практически не позволит получить оценку дистанции до ближней цели, поскольку при изменении дистанции от $0.12r_D$ до $0.33r_D$ изменение амплитуды отметки оказывается в пределах всего (0.2–0.5) дБ. Таким образом, использование адаптивных алгоритмов позволяет улучшить контрастность отметки по дистанции.

Результаты анализа отметок слабых сигналов на рис. 5 приведены в табл. 2. Как видно из табл. 2, по слабым сигналам выходной эффект пеленгацион-

ных рельефов как классических адаптивных алгоритмов, так и их модификаций с нормированием сильных сигналов оказываются близкими к закономерностям, приведенным на рис. 2. В этом случае сигнал дальней зоны уменьшается при фокусировке в ближнюю зону примерно пропорционально изменению выходного эффекта рис. 2 при $\Delta \sin \alpha = 0$. С помощью неадаптивного алгоритма ни в одном из вариантов не удалось зафиксировать отметки слабых целей, поскольку отметки слабых сигналов замаскированы высокими уровнями отметок сильных сигналов.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Приведенные оценки показали, что применение современных адаптивных алгоритмов открывает широкие возможности обеспечения наблюдения за дальними источниками, невзирая на наличие мешающих источников в ближней зоне антенны. Классические адаптивные алгоритмы позволяют вести наблюдение за дальними целями при наличии углового различия с ближней целью, а алгоритмы с нормированием сильных сигналов даже при совпадающих направлениях (при дистанциях до ближнего источника меньше $0.25r_D$). Характеристики адаптивных алгоритмов коренным образом отличаются от характеристик систем с обычным неадаптивным формированием ХН, в которых источники в ближней зоне формируют широкие, труднопрогнозируемые отметки, маскирующие отметки слабых сигналов. Алгоритмы обнаружения слабых сигналов на основе ортогонального проектора (8) заслуживают особого внимания, так как они позволяют осуществить “короткие” адаптивные процедуры на промежутках времени, в течение которых смещением в пространстве движущихся источников можно не считаться. Рассматриваемые адаптивные алгоритмы не используют априорного знания параметров и структуры мешающих сигналов, а оценка необходимых параметров реализуется в процессе их самонастройки.

Для обеспечения оценки дальности до цели (с использованием сферичности фронта волны) не-

обходимо формирование не менее четырех пеленгационных рельефов, использующих сверхразрешающие адаптивные алгоритмы, которые сфокусированы на четыре дистанции: в дальнюю зону антенны и на дистанции $(0.33-0.35)r_D$, $0.25r_D$ и $0.1r_D$. Алгоритмы со сверхразрешением по углу (MUSIC, EV, оптимальный проектор) позволяют получить более высокую контрастность отметки сильных сигналов и по дистанции по сравнению с неадаптивными алгоритмами, контрастность которых характеризуется рис. 2, что можно трактовать как эффект сверхразрешения по дистанции. Применительно к оценкам дальности до слабых целей изменение амплитуды их отметок происходит в соответствии с кривой 0 рис. 2 и эффекта сверхразрешения не наблюдается.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант № 11-08-01097-а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. и др. Пространственно-временная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
2. 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.
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003.
4. Черемисин О.П. и др. Эффективный проекционный алгоритм адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 32. № 2. С. 259–263.
5. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2. Адаптивные методы. СПб: ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электроприбор”, 2011. 375 с.
6. Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Transactions. 1986. V. AP-34. № 3.
7. Johnson D.H., De Craff S.R. Improving the resolution of bearing in passive sonar array by eigenvalue analysis // IEEE Transactions. 1982. V. AP-30. № 4.