УДК 621.396.62+621.372.8

ЛОКАЛИЗАЦИЯ КОГЕРЕНТНОГО ЗВУКОВОГО ИСТОЧНИКА В МЕЛКОВОДНОМ КАНАЛЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧАСТИЧНО КАЛИБРОВАННОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ

А. Г. Сазонтов[1,2]*, *И. П. Смирнов*[1], *А. С. Чащин*[1]

[1] Институт прикладной физики РАН;
[2] Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассмотрена задача об определении местонахождения когерентного источника звука в мелководном канале с использованием частично калиброванной антенной решётки. Для решения данной задачи построен устойчивый проекционный алгоритм пониженного ранга, являющийся обобщением метода RARE на случай приёма сигналов в условиях неполной информации о среде распространения. Представлены результаты экспериментальной апробации предложенного подхода, показывающие его работоспособность в условиях реальной мелководной акватории.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема локализации источника в подводном звуковом канале является одним из важных аспектов общей теории обнаружения и оценки параметров сигналов на фоне помех с использованием адаптивных антенных решёток (АР; см., например, [1–5]). Однако решение данной задачи, основанное на методе согласованного поля, связано с принципиальными трудностями. Дело в том, что параметры реального волновода известны, как правило, приближённо и могут изменяться во времени вследствие различных нестационарных процессов. Возникающее несоответствие между принятым звуковым полем и его расчётной моделью является одной из основных причин, не позволяющих получить приемлемое решение обратной задачи в реальных условиях.

При использовании протяжённых антенных систем, состоящих из отдельных подрешёток, возникают дополнительные технические трудности, связанные с калибровкой всей АР. В связи с этим в литературе получили распространение методы оценки параметров сигналов, в которых используется частичное знание геометрии АР [6–10], в том числе обладающие повышенной устойчивостью к ошибкам в определении взаимного расположения подрешёток и их амплитудно-фазовой калибровки [11–13].

Вместе с тем в реальных условиях не только геометрия АР, но и параметры среды априори неизвестны, а следовательно, рассчитанные сигнальные векторы подрешёток всегда отличаются от истинных, что обусловлено неточным знанием регулярных характеристик канала (профиля скорости звука, глубины волновода, параметров грунта). В таких условиях общий подход к построению устойчивых алгоритмов пространственной обработки сигнала предполагает ограниченность по норме соответствующих векторов рассогласования, при этом адаптация к априори неизвестным условиям приёма заключается в нахождении устойчивой процедуры оценки, позволяющей частично скомпенсировать эффекты детерминированного несоответствия [14, 15]. В этой связи особый интерес представляет развитие адаптивных методов в приложении к задаче локализации когерентного источника звукового сигнала в мелководном канале с помощью АР, состоящей из линейных частично калиброванных подрешёток.

* sazontov@hydro.appl.sci-nnov.ru

В данной работе для решения обратной задачи построен устойчивый проекционный алгоритм, являющийся обобщением метода RARE (Rank Reduction) [9, 10] на случай неполной информации о среде распространения, и представлены результаты его экспериментальной апробации.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. ИСХОДНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Пусть в точке с координатами $\boldsymbol{\theta} = (r_0, z_0)^{\mathrm{T}}$ волноводного канала расположен узкополосный когерентный источник звука (здесь верхний индекс T обозначает операцию транспонирования, z_0 — глубина источника, r_0 — дальность; далее считается, что $r = 0$ соответствует месту установки АР). Приём осуществляется N-элементной вертикальной АР, состоящей из K линейных неперекрывающихся подрешёток, имеющих по N_k элементов ($N = \sum_{k=1}^{K} N_k$).

Обозначим через $\{\mathbf{e}_k(\boldsymbol{\theta})\}_{k=1}^{K}$ совокупность сигнальных векторов соответствующих подрешёток, причём без ограничения общности будем полагать, что эти векторы удовлетворяют условию нормировки: $\|\mathbf{e}_k(\boldsymbol{\theta})\|^2 = 1$. Результирующий сигнальный вектор всей АР может быть представлен в виде [9, 10]

$$\mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{e}_k(\boldsymbol{\theta}) h_k(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \equiv \mathbf{V}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}). \tag{1}$$

Здесь $\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$ — матрица с размерностью $N \times K$:

$$\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \mathbf{e}_1(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{e}_2(\boldsymbol{\theta}) & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{e}_K(\boldsymbol{\theta}) \end{pmatrix},$$

а $\mathbf{h} = (h_1, h_2 \cdots, h_K)^{\mathrm{T}}$ — вектор с размерностью $K \times 1$, зависящий как от искомых координат $\boldsymbol{\theta}$ источника излучения, так и вектора $\boldsymbol{\alpha}$ неизвестных параметров, определяющих взаимную амплитудно-фазовую калибровку подрешёток. Отметим, что вектор-столбцы матрицы $\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$ взаимно ортогональны, при этом $\mathbf{V}^{+}\mathbf{V} = \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ — единичная матрица с размерностью $K \times K$, а индекс $+$ означает эрмитово сопряжение. Следовательно,

$$\mathrm{Tr}[\mathbf{V}^{+}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})] \equiv \|\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})\|_{\mathrm{F}}^2 = K, \tag{2}$$

где $\|\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})\|_{\mathrm{F}}$ означает норму Фробениуса матрицы $\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$.

В узкополосном приближении полное поле на входе АР в моменты времени t_l характеризуется N-мерным вектором наблюдения $\boldsymbol{x}(t_l)$:

$$\boldsymbol{x}(t_l) = s(t_l) \mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) + \boldsymbol{n}(t_l), \qquad l = 1, 2, \dots, L,$$

где $s(t)$ — форма излучённого сигнала, L — объём входной выборки, $\boldsymbol{n}$ — вектор аддитивного шума. В рассматриваемом случае корреляционная матрица входного вектора наблюдения может быть записана в виде

$$\mathbf{\Gamma}_{\boldsymbol{x}} = \sigma_s^2 \mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{e}^{+}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{\Gamma}_{\boldsymbol{n}}, \quad \mathbf{\Gamma}_{\boldsymbol{n}} = \left\langle \boldsymbol{n} \boldsymbol{n}^{+} \right\rangle,$$

где $\sigma_s^2 = L^{-1} \sum\limits_{l=1}^{L} |s(t_l)|^2$ — уровень сигнала на входе АР, а угловые скобки обозначают статистическое усреднение.

В реальных условиях найти истинную корреляционную матрицу $\mathbf{\Gamma}_{\boldsymbol{x}}$ невозможно, поэтому на практике в качестве $\mathbf{\Gamma}_{\boldsymbol{x}}$ используется выборочная матрица

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} \boldsymbol{x}(t_l)\boldsymbol{x}^{+}(t_l).$$

Многие методы оценки параметров гидроакустических сигналов основаны на спектральном разложении этой матрицы:

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}} = \sum_{j=1}^{N} \hat{\lambda}_j \hat{\boldsymbol{\psi}}_j \hat{\boldsymbol{\psi}}_j^{+} \equiv \hat{\mathbf{\Psi}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{\Psi}}_s^{+} + \hat{\mathbf{\Psi}}_n \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \hat{\mathbf{\Psi}}_n^{+}, \quad \hat{\lambda}_1 > \cdots \geqslant \hat{\lambda}_J \geqslant \cdots \geqslant \hat{\lambda}_N.$$

Здесь $\hat{\mathbf{\Psi}}_s = \left(\hat{\boldsymbol{\psi}}_1, \cdots, \hat{\boldsymbol{\psi}}_J\right)$ — матрица с размерностью $N \times J$, составленная из J старших собственных векторов матрицы $\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}}$, которая формирует «сигнальное» подпространство, $\hat{\mathbf{\Psi}}_n = \left[\hat{\boldsymbol{\psi}}_{J+1}, \cdots, \hat{\boldsymbol{\psi}}_N\right]$ — матрица с размерностью $N \times (N-J)$, столбцами которой являются собственные векторы, отвечающие меньшим собственным числам, а $\hat{\mathbf{\Lambda}}_s = \operatorname{diag}(\hat{\lambda}_1, \cdots, \hat{\lambda}_J)$ и $\hat{\mathbf{\Lambda}}_n = \operatorname{diag}(\hat{\lambda}_{J+1}, \cdots, \hat{\lambda}_N)$ — диагональные матрицы собственных значений. Данные, содержащиеся в векторах «сигнального» $\hat{\mathbf{\Psi}}_s$ и «шумового» $\hat{\mathbf{\Psi}}_n$ подпространств, используются для построения проекционных алгоритмов обработки.

Одним из наиболее распространённых методов оценки параметров сигнала является алгоритм MUSIC [16]. Он допускает простую интерпретацию: положение источника может быть найдено из условия ортогональности ожидаемого вектора $\mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha})$ к векторам, составляющим шумовое подпространство:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}} \left\| \hat{\mathbf{\Psi}}_n^{+} \mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \right\|^2 \equiv \arg\min_{\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}} \left[\mathbf{e}^{+}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \hat{\mathbf{\Pi}}_n \mathbf{e}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \right], \tag{3}$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}_n = \hat{\mathbf{\Psi}}_n \hat{\mathbf{\Psi}}_n^{+}$ — проекционная матрица на шумовое подпространство. С учётом представления (1) соотношение (3) примет вид

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}} \left\{ \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^{+}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\alpha}) \right\}, \tag{4}$$

где $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{V}^{+}(\boldsymbol{\theta}) \hat{\mathbf{\Pi}}_n \mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$ — матрица с размерностью $K \times K$.

Входящий в соотношение (4) вектор $\mathbf{h}$ априори неизвестен и должен быть оценён для всех ожидаемых значений $\boldsymbol{\theta}$. Минимум квадратичной формы $\mathbf{h}^{+}\mathbf{C}\mathbf{h}$ (при условии $\|\mathbf{h}\|^2 = 1$, исключающем тривиальное решение) реализуется при $\hat{\mathbf{h}}(\boldsymbol{\theta}) = \mathcal{P}_{\min}\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}$, где $\mathcal{P}_{\min}\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}$ — собственный вектор, отвечающий наименьшему собственному значению $\lambda_{\min}\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}$ матрицы $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})$. Подстановка этого распределения в (4) приводит к алгоритму RARE [9, 10]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg\max_{\boldsymbol{\theta}} P_{\mathrm{RARE1}}, \quad P_{\mathrm{RARE1}} = \frac{1}{\lambda_{\min}\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}}. \tag{5}$$

При выполнении условия $\operatorname{rank}\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\} < K$ координаты источника могут быть также найдены из альтернативного критерия RARE [9, 10]:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg\max_{\boldsymbol{\theta}} P_{\mathrm{RARE2}}, \quad P_{\mathrm{RARE2}} = \frac{1}{\det\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}}, \tag{6}$$

где $\det\{\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})\}$ — детерминант матрицы $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta})$.

При практической реализации метода RARE в качестве матрицы $\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$ вследствие неполной информации о канале распространения используется некоторая оценочная матрица $\mathbf{V}_0(\boldsymbol{\theta})$, рассчитываемая для номинальных акустических характеристик волновода. При наличии рассогласования между соответствующими матрицами алгоритмы (5) и (6) нуждаются в уточнении.

2. АДАПТИВНАЯ ПРОЦЕДУРА RARE

При построении устойчивой процедуры RARE, позволяющей частично скомпенсировать эффекты детерминированного несоответствия, будем предполагать, что истинная матрица $\mathbf{V}$ отличается от $\mathbf{V}_0$ на случайную матрицу с ограниченной нормой: $\|\mathbf{V}-\mathbf{V}_0\|_F^2 \leqslant \varepsilon$. Тогда адаптация к условиям рассогласования заключается в нахождении такой оценки искомой матрицы $\mathbf{V}$, которая удовлетворяет указанному неравенству, условию нормировки (2) и минимизирует фигурирующую в (4) целевую функцию $\mathbf{h}^+\mathbf{C}\mathbf{h} \equiv \mathbf{h}^+\mathbf{V}^+\hat{\mathbf{\Pi}}_n\mathbf{V}\mathbf{h}$ для всех возможных значений нормированных весовых векторов $\mathbf{h}$.

В рассматриваемом случае интересующая нас матрица $\mathbf{V}$ является решением следующей оптимизационной задачи:

$$\min_{\mathbf{V}}\bigl\{\mathbf{h}^+\mathbf{V}^+\hat{\mathbf{\Pi}}_n\mathbf{V}\mathbf{h}\bigr\} \text{ при } \|\mathbf{V}-\mathbf{V}_0\|_{\mathrm{F}}^2 \leqslant \varepsilon,\ \|\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})\|_{\mathrm{F}}^2 = K. \tag{7}$$

Для нахождения матрицы $\mathbf{V}$ составим функцию Лагранжа

$$L(\mathbf{V},\mu,\nu) = \mathbf{h}^+\mathbf{V}^+\hat{\mathbf{\Pi}}_{\boldsymbol{n}}\mathbf{V}\mathbf{h} + \mu\Bigl(\|\mathbf{V}-\mathbf{V}_0\|_{\mathrm{F}}^2-\varepsilon\Bigr) + \nu\Bigl(\|\mathbf{V}\|_{\mathrm{F}}^2-K\Bigr)$$

с неопределёнными вещественными множителями μ и ν. Дифференцируя $L(\mathbf{V},\mu,\nu)$ по $\mathbf{V}$ и приравнивая результат к нулю, получим

$$\hat{\mathbf{\Pi}}_n\mathbf{V}\mathbf{H} - \mu\mathbf{V}_0 + \nu\mathbf{V} = 0, \tag{8}$$

где $\mathbf{H} = \mathbf{h}\mathbf{h}^+$. Умножая уравнение (8) справа на матрицу $\mathbf{H}$ и учитывая, что $\mathbf{H}^2 = \mathbf{H}$ в силу $\|\mathbf{h}\|^2 = 1$, приходим к выражению

$$\Bigl[(\hat{\mathbf{\Pi}}_n + \nu\mathbf{I})\mathbf{V} - \mu\mathbf{V}_0\Bigr]\,\mathbf{H} = 0.$$

Поскольку это равенство должно выполняться для всех рассматриваемых векторов $\mathbf{h}$, то

$$\mathbf{V} = \mu(\hat{\mathbf{\Pi}}_n + \nu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{V}_0. \tag{9}$$

Для вычисления множителя Лагранжа μ воспользуемся следующим соотношением, вытекающим из ограничения на норму матрицы рассогласования:

$$\|\mathbf{V}-\mathbf{V}_0\|_{\mathrm{F}}^2 = 2K - 2\mathrm{Re}\left[\mathrm{Tr}(\mathbf{V}^+\mathbf{V}_0)\right] = \varepsilon,$$

откуда

$$\mu = \frac{K-\varepsilon/2}{\mathrm{Tr}\bigl[\mathbf{V}_0^+(\hat{\mathbf{\Pi}}_n+\nu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{V}_0\bigr]}. \tag{10}$$

В свою очередь, множитель ν находится из условия $\|\mathbf{V}\|_{\mathrm{F}}^2 = K$ при подстановке в него (9) с учётом (10):

$$\frac{\mathrm{Tr}\bigl[\mathbf{V}_0^+(\hat{\mathbf{\Pi}}_n+\nu\mathbf{I})^{-2}\mathbf{V}_0\bigr]}{\bigl(\mathrm{Tr}\bigl[\mathbf{V}_0^+(\hat{\mathbf{\Pi}}_n+\nu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{V}_0\bigr]\bigr)^2} = \frac{K}{(K-\varepsilon/2)^2}. \tag{11}$$

Для определения величины ν воспользуемся известной формулой обращения матриц, согласно которой $\bigl(\mathbf{A}+\mathbf{B}\mathbf{C}\bigr)^{-1} = \mathbf{A}^{-1}-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\bigl(\mathbf{I}+\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\bigr)^{-1}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$. Полагая в ней $\mathbf{A} = \nu\mathbf{I}$, $\mathbf{B} = \hat{\mathbf{\Psi}}_n$, $\mathbf{C} = \hat{\mathbf{\Psi}}_n^+$ и учитывая, что $\hat{\mathbf{\Psi}}_n^+\hat{\mathbf{\Psi}}_n = \mathbf{I}$, получим

$$\bigl(\hat{\mathbf{\Psi}}_n\hat{\mathbf{\Psi}}_n^+ + \nu\mathbf{I}\bigr)^{-1} = \frac{1}{\nu}\left(\mathbf{I} - \frac{\hat{\mathbf{\Psi}}_n\hat{\mathbf{\Psi}}_n^+}{1+\nu}\right) \equiv \nu^{-1}(1+\nu)^{-1}\left[(1+\nu)\mathbf{I} - \hat{\mathbf{\Pi}}_n\right]. \tag{12}$$

Подстановка (12) в (11) приводит к следующему уравнению относительно ν:

$$\frac{(1+\nu)^2-(1+2\nu)P_0}{K(1+\nu-P_0)^2}=\frac{K}{(K-\varepsilon/2)^2},\quad P_0=\frac{1}{K}\operatorname{Tr}[\mathbf{V}_0^+\hat{\mathbf{\Pi}}_n\mathbf{V}_0],$$

решение которого при $\varepsilon>0$ записывается в виде

$$\nu=P_0-1+\frac{\rho\sqrt{P_0(1-P_0)}}{\sqrt{\rho^2-1}},\quad \rho=\frac{K}{K-\varepsilon/2}.$$

Если множители μ и ν известны, можно согласно (9) найти устойчивую матрицу $\mathbf{V}(\boldsymbol{\theta})$ и в итоге оценить искомые координаты источника по двум альтернативным алгоритмам (5) и (6).

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ МЕТОДА

Акустические измерения проводились в июле–августе 2014 года на Ладожском озере. На глубину 12 м был опущен излучатель, работавший в непрерывном режиме на пяти частотах в килогерцовом диапазоне. Приём осуществлялся вертикальной антенной (с центром на глубине 10,1 м), состоящей из трёх подрешёток, каждая из которых содержала по 32 элемента, расположенных эквидистантно с шагом 0,2 м. Дистанция между источником и антенной была равна 150 м. Отношение сигнал/шум на входе антенны составляло около 15 дБ.

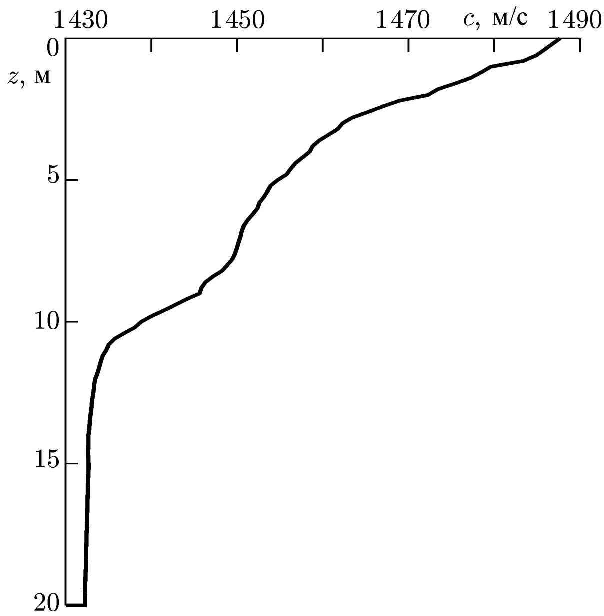

Рис. 1. Профиль скорости звука

На рис. 1 показан характерный вертикальный профиль скорости звука $c(z)$ в месте проведения работ. Точные значения параметров дна в рассматриваемой акватории неизвестны, и при моделировании ожидаемой реплики сигнала считалось, что осадочные породы представляли собой ил с плотностью 1,2 г/см^3, в котором звук распространяется со скоростью 1,45 км/с. Коэффициент затухания в грунте β при вычислениях брался равным 0,8 дБ/(км · Гц).

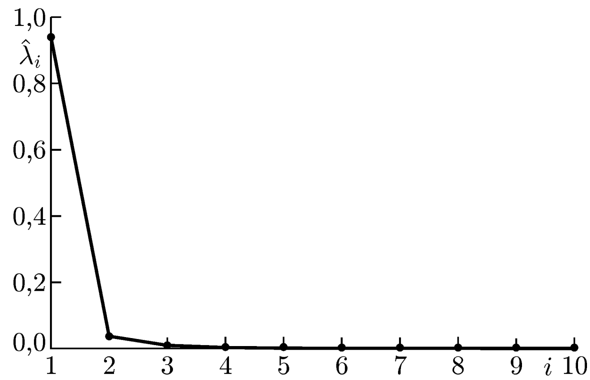

Рис. 2. Нормированный спектр собственных значений корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}}$

Обработка принимаемых сигналов включала в себя их фильтрацию в полосе 1 Гц, квадратурную демодуляцию, спектральный и корреляционный анализ. Для формирования выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}}$ использовалось $L=3\,025$ временны́х отсчётов из 20-минутных фрагментов записи.

Ниже мы приведём результаты сравнительного анализа эффективности описанных выше алгоритмов локализации источника, ограничившись случаем излучения на несущей частоте 2 625,08 Гц.

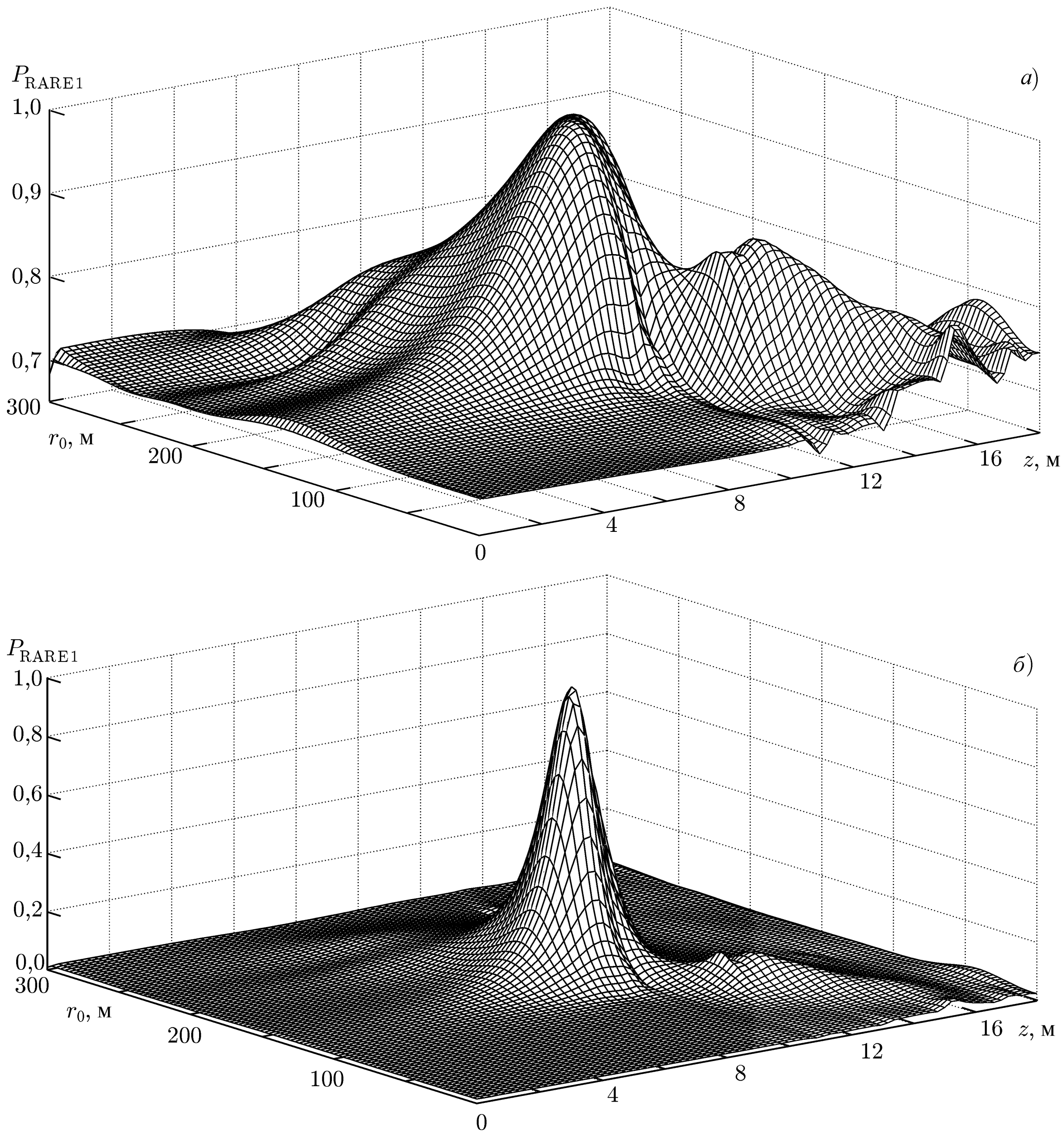

Рис. 3. Поведение целевой функции традиционного (*а*) и адаптивного (*б*) алгоритма RARE1 в зависимости от ожидаемого положения источника

На рис. 2 построена зависимость первых десяти нормированных собственных чисел матрицы $\hat{\mathbf{\Gamma}}_{\boldsymbol{x}}$ от номера собственного значения. Из приведённого графика следует, что для рассматриваемого сценария сигнальное подпространство содержит одну мощную компоненту, превалирующую над остальными. Последнее означает, что принимаемый полезный сигнал является пространственно-когерентным вдоль апертуры АР и для его моделирования можно воспользоваться детерминированным описанием.

В рамках волнового подхода компоненты сигнального вектора $\mathbf{e}_k = (e_{k1}, \ldots, e_{kN_k})^{\mathrm{T}}$ k-й подрешётки в рефракционном канале могут быть представлены в виде суперпозиции конечного чис-

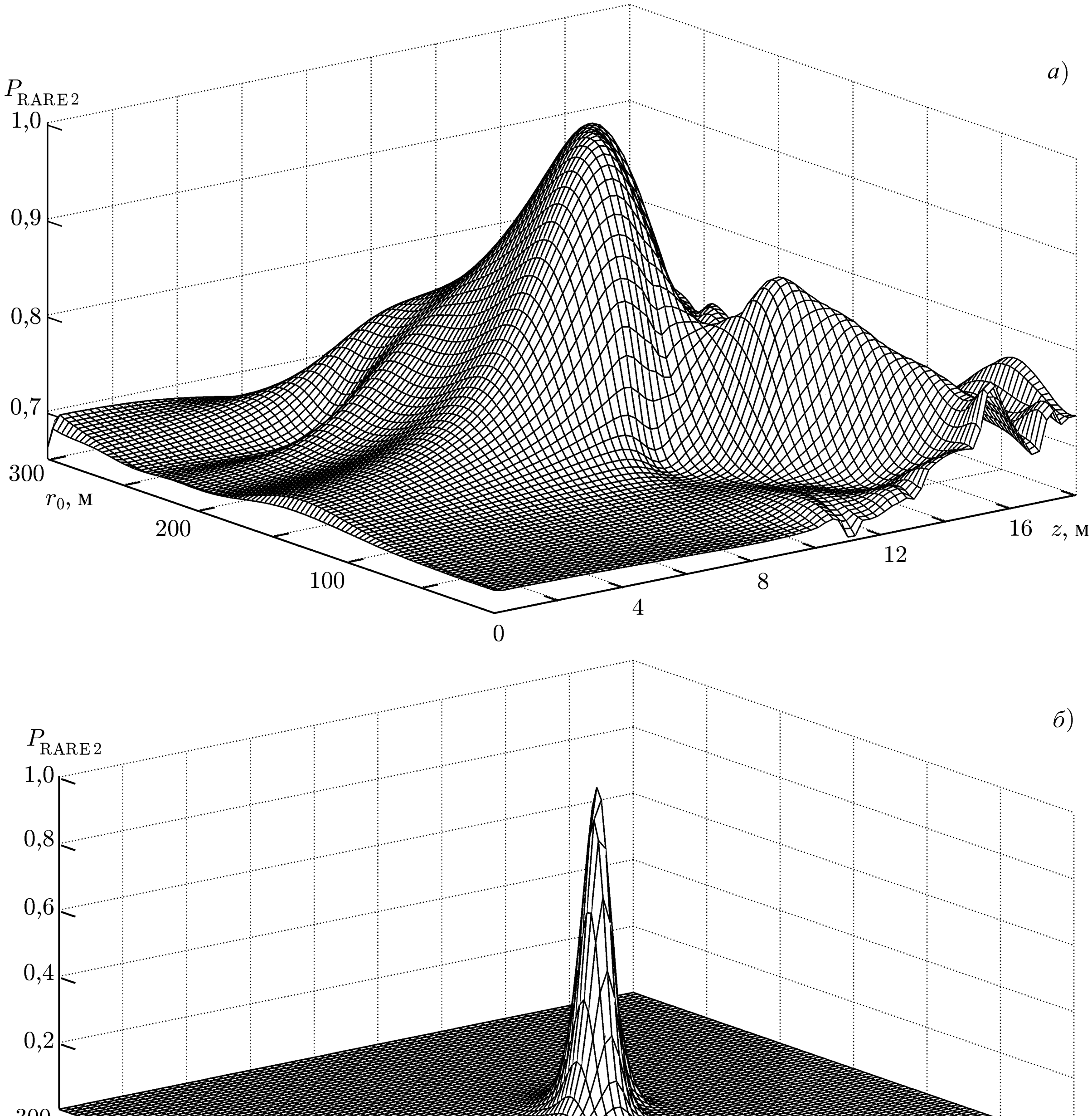

Рис. 4. То же, что и на рис. 3, но для алгоритма RARE2

ла M распространяющихся нормальных мод:

$$e_{kj}(r_0, z_0) = A_k \sum_{n=1}^{M} \frac{\varphi_n(z_0)\varphi_n(z_{kj})}{\sqrt{\kappa_n}} \exp[(i\kappa_n - \alpha_n)\, r_0], \qquad j = 1, 2, \ldots, N_k.$$

Здесь $\varphi_n(z_{kj})$ — собственные функции регулярного волновода, рассчитанные на глубине j-го гидрофона k-й подрешётки, κ_n и α_n — постоянная распространения и коэффициент затухания в грунте для n-й моды, A_k — нормировочный множитель, определяемый из условия $\|\mathbf{e}_k(\boldsymbol{\theta})\|^2 = 1$. Для используемой модели дна в виде жидкого поглощающего полупространства модовые коэффициенты поглощения могут быть рассчитаны по формуле [17]

$$\alpha_n = \frac{\rho_{\mathrm{w}}}{\rho_{\mathrm{b}}}\,\frac{k^2 n_{\mathrm{b}}^2\,|\varphi_n(H)|^2}{2\kappa_n\sqrt{\kappa_n^2 - k^2 n_{\mathrm{b}}^2}}\,\beta,$$

где H — глубина канала, k — опорное волновое число звуковой волны, ρ_{w} — плотность воды, ρ_{b} — плотность грунта, n_{b} — акустический показатель преломления дна.

Перейдём теперь к анализу эффективности алгоритмов RARE для решения обратной задачи в рассматриваемой акватории.

На рис. 3*а* и 4*а* изображены нормированные на максимальные значения целевые функции P_{RARE1} и P_{RARE2}, рассчитанные согласно (5) и (6) при $\varepsilon = 0$ (т. е. с использованием неадаптивной ожидаемой матрицы $\mathbf{V}_0$). Для сравнения на рис. 3*б* и 4*б* показаны соответствующие функции, построенные с привлечением матрицы (9), позволяющей повысить устойчивость процедуры оценки и частично скомпенсировать эффект детерминированного несоответствия. При расчётах поиск источника по дальности осуществлялся в диапазоне от 0 до 300 м с шагом 1 м, а по глубине — в интервале от 0 до 18 м с шагом 0,5 м; параметр регуляризации ε, используемый в адаптивных методах, задавался равным $1{,}2K$, где $K = 3$.

Из рис. 3 видно, что во всех случаях положение абсолютного максимума целевой функции наблюдается при $\hat{r}_0 = 149$ м и $\hat{z}_0 = 10{,}5$ м, что довольно близко к истинным значениям координат источника (при этом методы RARE1 и RARE2 дают практически идентичные результаты). Однако применение неадаптивных способов обработки приводит к существенному уширению основного пика (области локализации), что обуславливает значительное снижение разрешающей способности АР.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе построен устойчивый алгоритм RARE, позволяющий в явном виде решить обратную задачу в условиях неполной информации о канале распространения. Представленные результаты обработки экспериментальных данных свидетельствуют о том, что реализованный способ оценки характеризуется достаточно высокой разрешающей способностью и обеспечивает удовлетворительное качество локализации источника без использования трудоёмкой процедуры одновременного поиска как подлежащих определению координат, так и неизвестных параметров волновода. Следовательно, для решения задачи локализации акустического источника в реальном волноводном канале представляется важным разработка адаптивных методов, обладающих устойчивостью к рассогласованию между принятым звуковым полем и его расчётной моделью.

В заключение отметим, что для практической реализации предложенного проекционного алгоритма требуется пространственная когерентность принятого сигнала на апертуре АР и достаточно большое (превышающее 0 дБ) отношение сигнал/шум. Последнее связано с тем, что сама концепция алгоритма, основанная на выделении сигнального подпространства, предполагает наличие на входе АР достаточно мощного (в сравнении с помехами) полезного сигнала. В противном случае сам полезный сигнал оказывается в шумовом подпространстве и АР подавляет его.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ (гранты 13–02–00932 и 15–42–02390). Авторы признательны П. И. Коротину за внимание к работе и полезные замечания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
2. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
3. Van Trees H. L. Detection, estimation, and modulation theory. Part IV: Optimum array processing. Wiley, 2002. 1 456 p.
4. Robust adaptive beamforming / Eds. by J. Li, P. Stoica. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2006. 422 p.
5. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2. СПб.: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2011. 374 с.
6. Weiss A. J., Friedlander B. // // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1996. V. 32, No. 3. P. 1 047.
7. Stoica P., Viberg M., Wong K. M., Wu Q. // IEEE Trans. Signal Process. 1996. V. 44, No. 4. P. 888.
8. Zoltowski M., Wong K. M. // IEEE Trans. Signal Process. 2000. V. 48, No. 8. P. 2 205.
9. Pesavento M., Gershman A. B., Wong K. M. // IEEE Trans. Signal Process. 2002. V. 50, No. 9. P. 2 103.
10. See C.M.S., Gershman A.B. // IEEE Trans. Signal Process. 2004. V. 52, No. 2. P. 329.
11. Elkader S. A., Gershman A. B., Wong K. M. // IEEE Trans. Signal Process. 2006. V. 54, No. 5. P. 1951.
12. Lei L., Lie J., Gershman A. B., See C. M. S. // IEEE Trans. Signal Process. 2010. V. 58, No. 3. P. 1 661.
13. Mavrychev E. A., Ermolayev V. T., Flaksman A. G. // Signal Processing. 2013. V. 93. P. 3 459.
14. Vorobyov S., Gershman A. B., Luo Z.-Q. // IEEE Trans. Signal Process. 2003. V. 51, No. 2. P. 313.
15. Li J., Stoica P., Wang Z. // IEEE Trans. Signal Process. 2003. V. 51, No. 7. P. 1 702.
16. Schmidt R. O. // IEEE Trans. on Antennas and Prop. 1986. V. 34, No. 3. P. 276.
17. Кацнельсон Б. Г., Петников В. Г. Акустика мелкого моря. М.: Наука, 1997. 191 с.

Поступила в редакцию 10 февраля 2015 г.; принята в печать 30 июня 2015 г.

LOCALIZATION OF COHERENT ACOUSTIC SOURCE IN A SHALLOW-WATER CHANNEL USING PARTIALLY CALIBRATED ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

A. G. Sazontov, I. P. Smirnov, and A. S. Chashchin

We consider the problem of determining the location of coherent acoustic source in a shallow-water channel using the partially calibrated adaptive antenna array. To solve this problem, we have developed the reduced-rank stable projection algorithm, which is the generalization of the RARE method to the case of signal reception under the conditions of incomplete information on the propagation medium. The results of experimental validation of the proposed approach showing its efficiency under the conditions of actual shallow-water area are presented.