

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИЕМНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЕЙ ПОДВОДНОГО ШУМА ДВИЖУЩИХСЯ ИСТОЧНИКОВ

© 2010 г. Ю. И. Законов, П. И. Коротин*, Д. А. Орлов*, С. П. Сазонов**,
А. Б. Слижов**, В. И. Турчин*, Г. Е. Фикс*, И. Ш. Фикс*

ФГУП "ЦКБ МТ "Рубин"

* Институт прикладной физики РАН
603950 Нижний Новгород, ул. Ульянова 46

E-mail: turchin@hydro.appl.sci-nnov.ru

** НИИП 1-го ЦНИИ МО РФ

Поступила в редакцию 10.12.08 г.

Рассматривается метод измерений уровней подводного шума движущихся судов с использованием вертикальной приемной антенной решетки. Предложен алгоритм синтеза вектора весовых коэффициентов, обеспечивающих заданную точность измерений при максимальном помехоподавлении как в случае помехи с известной структурой, так и для априорно неизвестной помехи (адаптивный синтез). Приводятся результаты численного моделирования и экспериментальной апробации метода в морских условиях.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы, в связи с экологическими, гигиеническими и прочими требованиями, наблюдается устойчивая тенденция к ужесточению норм, предъявляемых к уровням шума различных объектов — промышленных установок и устройств, механизмов, транспортных средств, устройств бытовой техники и т.п. Соответственно повышается интерес к методам измерения уровней шума. Конкретные перечни нормируемых величин, их предельно допустимые значения, а также методики их измерения определяются соответствующими стандартами, вообще говоря, различными для разных стран. Не останавливаясь на деталях и терминологических различиях, отметим, что обычно нормируются и измеряются среднеквадратические величины либо звукового давления, либо компонент интенсивности звука в определенных полосах частот [1]. Практически во всех стандартах измерения проводятся с помощью одиночного приемника (например, микрофона для измерения звукового давления), устанавливаемого на заданном расстоянии от объекта. Кроме того, обычно требуется превышение уровня измеряемого шума над помехой на 6–10 дБ.

Для неподвижных объектов сравнительно нетрудно обеспечить требуемые условия, например, используя заглушенные камеры. Сложнее дело обстоит с измерением уровня шума движущихся устройств: покрышек движущегося автомобиля,

колесных пар железнодорожных вагонов и др. В этом случае требуются специально оборудованные полигоны, расположенные вдали от промышленных объектов и прочих мешающих источников шума. Кроме того, из-за движения источника шума относительно приемника регистрируемый уровень шума изменяется во времени; в этом случае обычно за измеряемую величину принимается максимальное наблюдаемое значение уровня.

В гидроакустике, как и в воздушной акустике, объектами измерения могут быть различные источники подводного шума, начиная с маломерных судов и заканчивая шельфовыми буровыми установками [2, 3]. В настоящее время для большинства таких источников еще не требуется нормирование уровней их подводного шума по соображениям экологической безопасности. Однако хорошо известен другой аспект, требующий нормирования и, соответственно, измерения уровней подводного шума (УПШ) судов, — их защита от так называемого неконтактного морского оружия — акустических мин и торпед [4–6]. В последнее время, с учетом участвовавших локальных конфликтов, акустические мины представляют большую опасность не только для военных кораблей, но и для гражданских судов [5]. О важности подобного рода измерений свидетельствует создание в 2006 г. Американским акустическим обществом специальной рабочей группы (Underwater Noise Measurement Standard Working Group) по

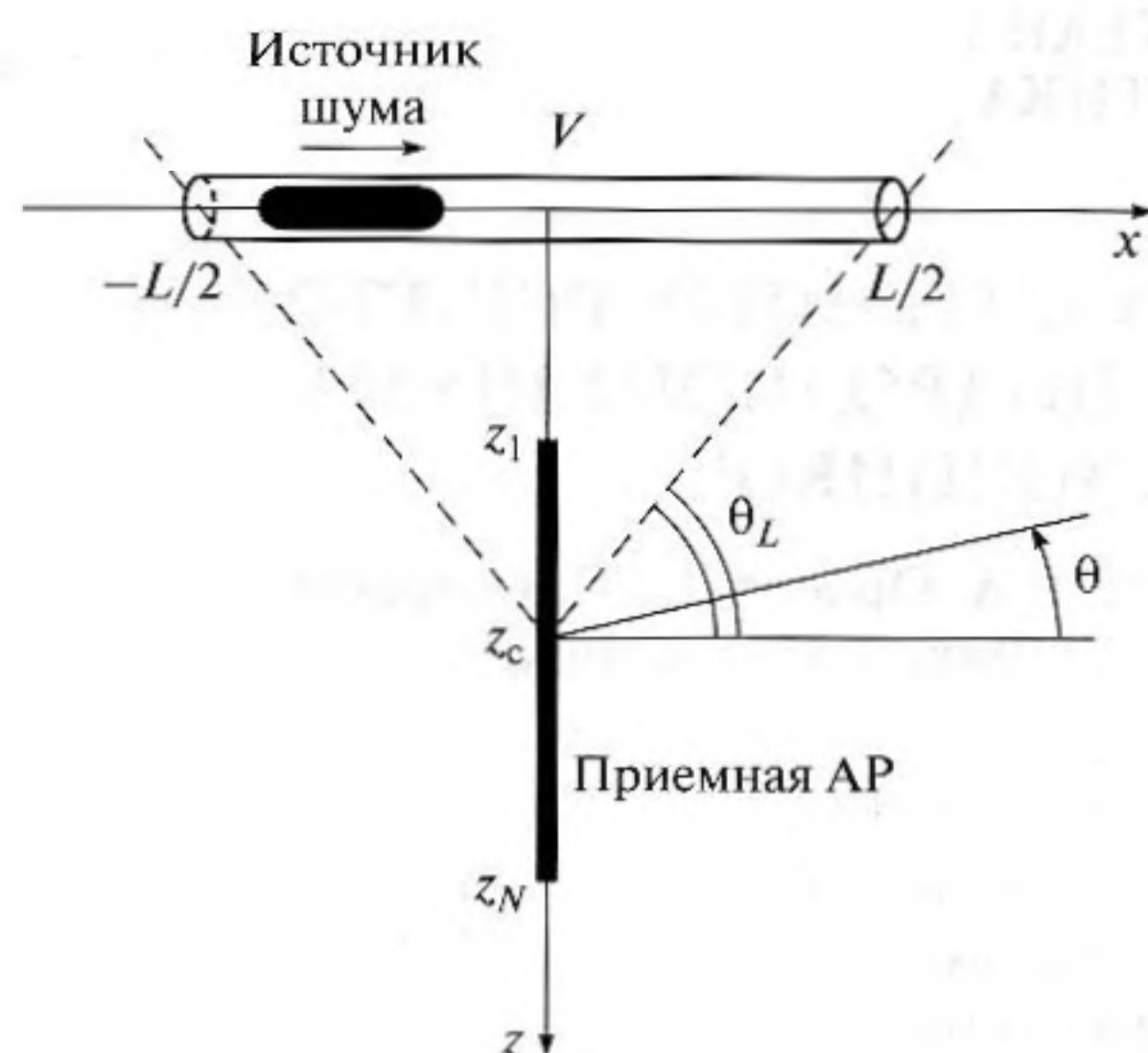


Рис. 1. Схема измерений УПШ с использованием вертикальной АР.

разработке нового универсального стандарта УПШ [7].

Методика измерения УПШ движущихся судов [5, 6, 8] принципиально не отличается от методики измерения уровней шума движущихся транспортных средств в воздушной акустике. Источник шума движется по прямолинейной траектории мимо одиночного приемника, расположенного на некотором расстоянии от траектории движения; за величину УПШ при этом принимается максимальное значение так называемой характеристики прохода (ХП) — зависимости осредненного квадрата модуля звукового давления от времени, как правило, в третьоктавных полосах частот. Следует, однако, отметить, что проведение измерений в гидроакустике представляет собой более сложную задачу. Помимо чисто технических трудностей, это обусловлено тем, что акватории, где проводятся измерения уровней шума судов и кораблей, как правило, сильно зашумлены. Источниками помехи, наряду с обычными шумами моря, могут являться береговые устройства (насосы, терминалы и т.д.), а также дальнейе судоходство.

В настоящее время возможности измерения УПШ движущихся судов одиночным гидрофоном определяются только уровнем акустической помехи и в этом смысле практически исчерпаны даже при использовании оптимального временного накопления (энергетической согласованной обработки [8, 9]). Дальнейшее повышение помехозащищенности измерений возможно за счет применения пространственно развитых приемных систем, таких как линейные антенные решетки, с соответствующими алгоритмами обработки сигналов, позволяющими проводить

максимальное подавление помехи за счет пространственной избирательности. Заметим, что в таких системах величина подавления внешней помехи, определяемая степенью ее пространственной анизотропии, может быть весьма значительна. Способы подавления помехи в антенных решетках достаточно хорошо известны: в первую очередь это так называемый адаптивный метод формирования весовых коэффициентов (см., например, [10]), широко используемый как в антенных решетках СВЧ диапазона электромагнитных волн, так и в акустике. Более сложной задачей является совмещение требования максимального помехоподавления и точности результата измерений.

Целью настоящей работы является исследование возможности использования для измерения УПШ движущихся судов вертикально установленных линейных антенных решеток¹ с адаптивными алгоритмами пространственной обработки, обеспечивающими максимальное подавление внешней помехи при заданной погрешности измерений. В качестве последней рассматривается отличие результатов измерений УПШ, выполненных с использованием антенной решетки и одиночного приемника (например, одного из элементов решетки) в отсутствие внешней помехи².

Отметим, что синтез антенной решетки здесь выполняется в ее ближней зоне, однако, эта особенность не является принципиальной (см., например, [11]). Наибольшую новизну с точки зрения синтеза антенных систем, на наш взгляд, представляет сочетание функции антенной решетки как измерительной системы, гарантирующей заданную границу погрешности измерений, с функцией максимального помехоподавления при произвольной пространственной структуре помехи; такая постановка задачи синтеза, насколько нам известно, ранее не исследовалась.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Будем считать, что приемная антенная решетка (АР), представляющая собой N расположенных в точках z_n вертикальной оси z гидрофонов (точечных ненаправленных приемников) и горизонтальная траектория движения измеряемого объекта (вдоль оси x) расположены в одной плоскости, т.е. оси x и z взаимно перпендикулярны и пересекаются (см. рис. 1). Также будем предпола-

¹ Вертикальная ориентация решетки не является принципиальным моментом при решении поставленной задачи; выбор такого способа постановки связан, прежде всего, с простотой его реализации в морских условиях.

² Данная погрешность является, естественно, одной из составляющей суммарной погрешности измерений УПШ. Полный анализ всех составляющих погрешности выходит за рамки данной работы.

гать, что гидрофон, выполняющий стандартные измерения УПШ (в дальнейшем — измерительный гидрофон), является одним из приемных элементов решетки с номером n_i ($1 \leq n_i \leq N$).

Задачу синтеза будем рассматривать в узкополосном приближении: $\Delta f \ll c/L_A$, где Δf — ширина полосы анализа, c — скорость звука, L_A — длина решетки. При этом можно пренебречь декорреляцией сигнала на элементах решетки и решать задачу синтеза для центральной частоты f . В этом приближении обработка сигналов в АР сводится к суммированию реализаций мгновенных значений звукового давления $p_n(t_j)$ (n — номер гидрофона, j — номер временного отсчета t_j) с комплексными весовыми коэффициентами w_n^* (комплексное сопряжение здесь введено из удобства дальнейшего перехода к векторно-матричной нотации):

$$p_A(t_j) = \sum_{n=1}^N w_n^* p_n(t_j), \quad (1)$$

где $p_A(t_j)$ будем называть выходным сигналом АР, отождествляя его с последовательностью отсчетов звукового давления на выходе АР.

Далее будем считать, что некоторый пространственно распределенный источник шума перемещается вдоль оси x . За его УПШ принимается максимум характеристики прохода (ХП), измеренной в заданной полосе частот гидрофоном — элементом АР с номером n_i — в отсутствие помехи [5, 6, 8]. Можно предположить, что этот максимум появляется, когда источник находится вблизи точки траверса $x = 0$, в окрестности размером $[-L/2, L/2]$. Соответственно, может быть выделен некоторый объем V , ограниченный гладкой поверхностью; размер его проекции на ось x составляет величину L , превышающую геометрическую длину источника, а размеры проекций на другие оси определяются “шириной” и “высотой” источника.

Будем далее считать, что поле источника вне области V на частоте f может быть описано как излучение сторонних монополюсных источников, распределенных в объеме V с плотностью $\rho_j(\vec{r}_V)$, где \vec{r}_V обозначает координаты точки внутри V , а индекс j определяет как текущее положение источника внутри объема V , так и случайные мгновенные амплитуды монополюсных источников. Функцию Грина монополюсного источника будем считать известной и обозначим $G(z_m, \vec{r}_V)$, причем для любых z_m, \vec{r}_V полагаем $G(z_m, \vec{r}_V) \neq 0$. Тогда последовательность отсчетов звукового давления на

выходе измерительного гидрофона в отсутствие помехи может быть записана в виде [12]

$$p_{n_i}(t_j) = \int_V \rho_j(\vec{r}_V) g(\vec{r}_V) dV, \quad (2)$$

где введено обозначение $g(\vec{r}_V) = G(z_{n_i}, \vec{r}_V)$. Выходной сигнал АР с учетом (1) представляется в виде:

$$p_A(t_j) = \sum_{n=1}^N w_n^* \int_V \rho_j(\vec{r}_V) G(z_m, \vec{r}_V) dV. \quad (3)$$

Отметим, что всегда есть тривиальное распределение весовых коэффициентов с единственным отличным от нуля элементом $w_{n_i} = 1$, при котором $p_A(t_j) = p_{n_i}(t_j)$.

Рассмотрим разность сигналов, регистрируемых решеткой (3) и измерительным гидрофоном (2):

$$p_A(t_j) - p_{n_i}(t_j) = \int_V \rho_j(\vec{r}_V) \delta(\vec{r}_V) g(\vec{r}_V) dV, \quad (4)$$

где

$$\delta(\vec{r}_V) = \frac{1}{g(\vec{r}_V)} \left[\sum_{n=1}^N w_n^* G(z_m, \vec{r}_V) - g(\vec{r}_V) \right]. \quad (5)$$

Положим, что в каждой точке \vec{r}_V модуль относительной ошибки $\delta(\vec{r}_V)$, во-первых, мал и, во-вторых, достаточно мало изменяется в области V при любом t_j . Тогда из (4), учитывая (2) и (5), нетрудно получить, что относительная погрешность при измерении УПШ с помощью АР ограничена сверху величиной $\delta_{\max} = \max |\delta(\vec{r}_V)|$. Наряду с максимальным значением, погрешность можно характеризовать также среднеквадратической величиной $\delta = \left(V^{-1} \int_V |\delta(\vec{r}_V)|^2 dV \right)^{1/2}$.

В дальнейшем для упрощения расчетов положим, что источник является одномерным, описываемым распределением сосредоточенных на оси x монополей; в этом случае интегрирование по объему в (2)–(5) сводится к интегрированию по x в пределах от $-L/2$ до $L/2$.

Перейдем к векторно-матричной нотации, принятой для вывода и описания алгоритмов обработки сигналов в антенных решетках. Для каждого номера временного отсчета j величины $p_n(t_j)$ будем рассматривать как элементы $N \times 1$ вектор-столбца \mathbf{p}_j . Аналогично введем $N \times 1$ вектор весовых коэффициентов (ВВК) \mathbf{w} с элементами w_n . При этом сигнал на выходе АР (1) представляется как $p_A(t_j) = \mathbf{w}^\dagger \mathbf{p}_j$, где † обозначает эрмитово сопряжение. Введем на интервале $[-L/2, L/2]$ сетку с координатами $x_m, m = 1, \dots, M$. При такой дискрети-

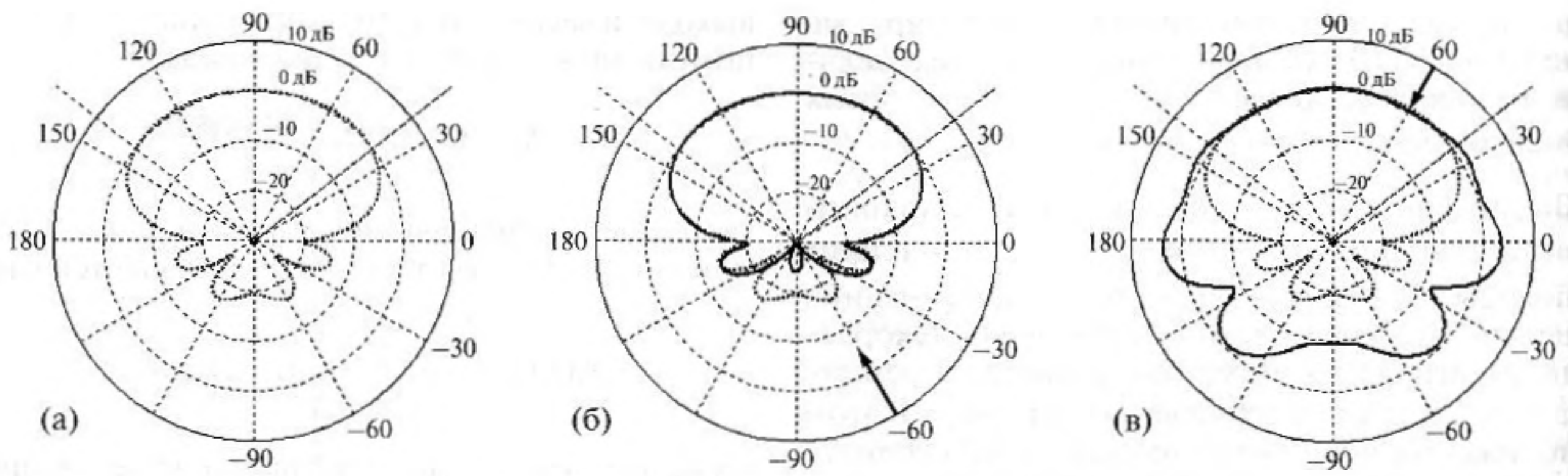


Рис. 2. Диаграммы направленности АР; штриховые линии – границы измерительного сектора; за 0 дБ принят уровень ДН тривиального ВВК: а) $C = I$, б) и в) адаптивный синтез для C (10).

зации функция $G(z_m, \vec{r}_V)$ перейдет в $N \times M$ матрицу G с элементами $G_{nm} = G(z_m, x_m)$; например, для свободного однородного пространства с постоянной скоростью звука $G_{nm} = R_n^{-1}(x_m) \exp[ikR_n(x_m)]$, где $R_n(x_m) = \sqrt{x_m^2 + z_n^2}$, $k = 2\pi f/c$ – волновое число, соответствующее частоте f . Тогда получим, что $\delta_{\max} = \max_m \left| \sum_n (G_{nm}^* w_n - g_m) / g_m \right|$ и

$$\delta = [M^{-1}(\mathbf{G}^\dagger \mathbf{w} - \mathbf{g})^\dagger \mathbf{H}(\mathbf{G}^\dagger \mathbf{w} - \mathbf{g})]^{1/2}, \quad (6)$$

где $\mathbf{H} = \text{diag}\{|g_m|^{-2}\}$, g_m – элементы вектора $\mathbf{g} = \mathbf{G}^\dagger \mathbf{w}_0$, \mathbf{w}_0 – тривиальный ВВК, все элементы которого равны 0 за исключением элемента с номером n_i , равного 1.

Учтем теперь, что давление на приемных гидрофонах \mathbf{p}_j в каждый момент времени представляет собой аддитивную смесь звукового давления, создаваемого движущимся источником, и стационарной помехи, описываемой невырожденной ковариационной матрицей C ; эту матрицу будем пока считать известной. Средняя мощность помехи на выходе АР, с учетом (1), представляется квадратичной формой $\mathbf{w}^\dagger C \mathbf{w}$, а на выходе измерительного гидрофона – $\mathbf{w}_0^\dagger C \mathbf{w}_0$. Тогда выигрыш по помехозащищенности АР (в дБ) по сравнению с одиночным гидрофоном естественно определить как

$$Q = 10 \lg(\mathbf{w}_0^\dagger C \mathbf{w}_0 / \mathbf{w}^\dagger C \mathbf{w}). \quad (7)$$

В результате мы пришли к следующей задаче: требуется найти ВВК \mathbf{w} , который для заданной (допустимой) величины погрешности δ_{\max} или δ обеспечит максимальную помехозащищенность. Заметим, что использование в качестве критерия фиксированных значений δ_{\max} или δ соответствует равномерному или среднеквадратическому приближениям, традиционно используемым в задачах синтеза.

ПРОЦЕДУРА СИНТЕЗА ВВК И СВОЙСТВА ПОЛУЧЕННЫХ РЕШЕНИЙ

В настоящей работе ограничимся рассмотрением только среднеквадратического приближения. В этом случае ВВК \mathbf{w} находится из условия минимума функционала

$$F(\mathbf{w}) = (\mathbf{G}^\dagger \mathbf{w} - \mathbf{g})^\dagger \mathbf{H}(\mathbf{G}^\dagger \mathbf{w} - \mathbf{g}) + \alpha \mathbf{w}^\dagger C \mathbf{w}, \quad (8)$$

где $\alpha \geq 0$ – числовой параметр [13]. Этот минимум достигается при

$$\mathbf{w}(\alpha) = (\mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{G}^\dagger + \alpha C)^{-1} \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{g}. \quad (9)$$

Свойства (9) хорошо изучены [13]: при $\alpha \rightarrow 0$ (9) стремится к тривиальному решению: $\mathbf{w} \rightarrow \mathbf{w}_0$; при этом $\delta \rightarrow 0$, и выигрыш по помехозащищенности отсутствует ($Q \rightarrow 0$). С увеличением α среднеквадратическая погрешность δ монотонно увеличивается, а мощность помехи на выходе АР $\mathbf{w}^\dagger C \mathbf{w}$ уменьшается; при $\alpha \rightarrow \infty$ $\delta \rightarrow 1$. Конкретное значение α определяется по заданной (допустимой) величине погрешности δ_0 после подстановки (9) в (6) и решения уравнения $\delta(\alpha) = \delta_0$.

Перейдем к исследованию свойств ВВК. Заметим, что их структуру нагляднее всего характеризовать диаграммой направленности АР. Хотя измерения и производятся в ближней зоне АР, диаграмма направленности (ДН) позволяет, в частности, оценить, для каких угловых направлений будет происходить подавление принимаемых сигналов.

Пример ДН 8-элементной эквидистантной антенной решетки на частоте 122 Гц с ВВК (9) при $C = I$ (I – единичная матрица) и заданной среднеквадратической погрешности 0.2 дБ показан на рис. 2а; при этом полагалось: $L = 130$ м, $z_n = z_1 + (n-1)d$, $d = 3$ м, $z_1 = 50$ м, $n_i = 4$, $c = 1420$ м/с. В секторе углов $\pi/2 \pm \theta_L$, который далее будем называть измерительным сектором ($\theta_L \approx \arctan(2z_c/L)$, z_c – координата центра АР –

см. рис. 1), ДН практически постоянна, а вне этого сектора имеет сравнительно небольшие уровни. Отметим, что постоянство ДН внутри измерительного сектора отличает ее от ДН хорошо известной антенны бегущей волны, имеющей выраженный максимум в направлении своей оси.

В рассмотренном примере $C = I$ полученное решение не зависит от свойств реальной ковариационной матрицы помехи и не является оптимальным по помехозащищенности. В общем случае для достижения наилучшей помехозащищенности синтез ВВК следует выполнять для наблюдаемой матрицы ковариации помех, т.е. строить адаптивную процедуру синтеза. При этом, однако, может возникнуть ситуация, когда полученное решение будет неустойчиво.

Будем считать решение устойчивым, если погрешность измерения δ при незначительном отклонении реальных условий измерения от модельных, будет также незначительно отличаться от δ_0 . Эти отклонения могут характеризоваться небольшими изменениями элементов G (при не точно заданных гидрологии, глубине источников и т.п.) или неконтролируемым разбросом элементов АР по чувствительности — деформацией вектора w . Полагая относительные отклонения элементов ΔG и Δw случайными некоррелированными между собой комплексными величинами с нулевым средним и одинаковой дисперсией $\sigma_{G,w}^2 \ll 1$, несложно получить грубые оценки для среднего квадрата ошибки (6): $\langle \delta^2 \rangle = \delta_0^2 + \sigma_{G,w}^2 \Delta_{G,w}$, где $\Delta_G \sim 1 + |w|^2$ и $\Delta_w \sim |w|^2$. Соответственно, при большой норме ВВК (обычно это следствие плохой обусловленности обрабатываемой в (9) матрицы) решение будет неустойчивым. Заметим, что при $C = I$ решение (9) обладает наименьшей нормой и, следовательно, наибольшей устойчивостью, поэтому его целесообразно использовать, когда ковариационная матрица помехи неизвестна.

Основные особенности и характеристики помехоподавления и устойчивости проиллюстрируем на примере матрицы

$$C = p_0 I + e(\theta_0) e^\dagger(\theta_0). \quad (10)$$

Первое слагаемое представляет помеху с независимыми отсчетами и мощностью p_0 , второе — пространственно когерентную помеху, в виде плоской волны единичной амплитуды, падающей с направления θ_0 . При $p_0 \ll 1$ матрица C будет плохо обусловлена, однако связанные с этим эффекты зависят от угла падения плоской волны θ_0 . В качестве иллюстрации на рис. 2б,в показаны ДН, сформированные для ковариационной матрицы помехи (10) для двух углов падения плоской волны (направления прихода изображены стрел-

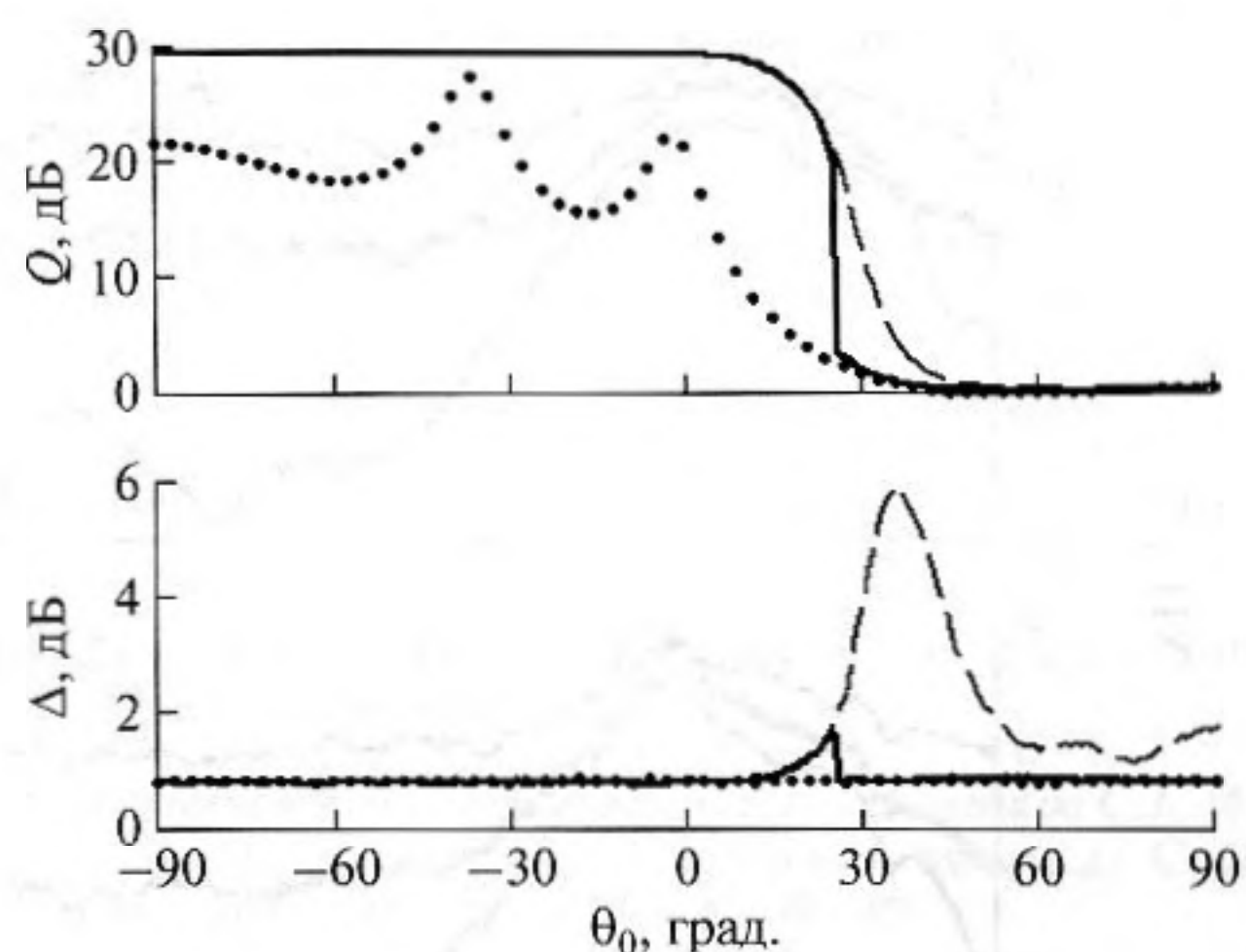


Рис. 3. Зависимости выигрыша по помехозащищенности и погрешности измерений от угла падения плоской волны: пунктир — для $C = I$, штриховая линия — адаптивный синтез ($\beta = 0$), сплошная линия — адаптивный синтез с критерием (10).

ками): $\theta_0 = -60^\circ$ и $\theta_0 = 60^\circ$ при $p_0 = 5 \times 10^{-3}$, остальные параметры для расчетов аналогичны приведенным выше. Для наглядности на рисунках пунктиром приведены ДН для $C = I$ (рис. 2а). На рис. 2б отчетливо видна адаптация ВВК — формирование глубокого провала в ДН в направлении прихода волны $\theta_0 = -60^\circ$ (вне измерительного сектора); при этом уровень боковых лепестков незначителен. Если же помеха приходит из сектора измерений $\theta_0 = 60^\circ$ (рис. 2в), то ДН имеет уровень боковых лепестков, существенно превышающий уровень ДН в измерительном секторе, что свидетельствует о большой норме ВВК. Эти эффекты проиллюстрированы на рис. 3, где в зависимости от угла θ_0 приведены выигрыши по помехозащищенности Q и погрешности $\Delta = 20 \log(1 + \sqrt{\langle \delta^2 \rangle})$, вычисленные методом статистического моделирования в предположении, что относительное СКО σ_w составляет 0.2 (1.6 дБ).

Таким образом, свойства решения при использовании адаптивных процедур синтеза в большой степени определяются структурой пространственных распределений помех на апертуре АР. Очевидно, что в общем случае при произвольной матрице C решение (9) может обладать большой нормой и, следовательно, будет неустойчивым. Чтобы избежать этого, в процедуру синтеза должны быть введены определенные изменения, ограничивающие норму вектора w . Для этого достаточно добавить к правой части (8) слагаемое $\beta w^\dagger w$, что эквивалентно добавке к C единичной матрицы с некоторым весом; данный прием обычно используется в адаптивных АР для повы-

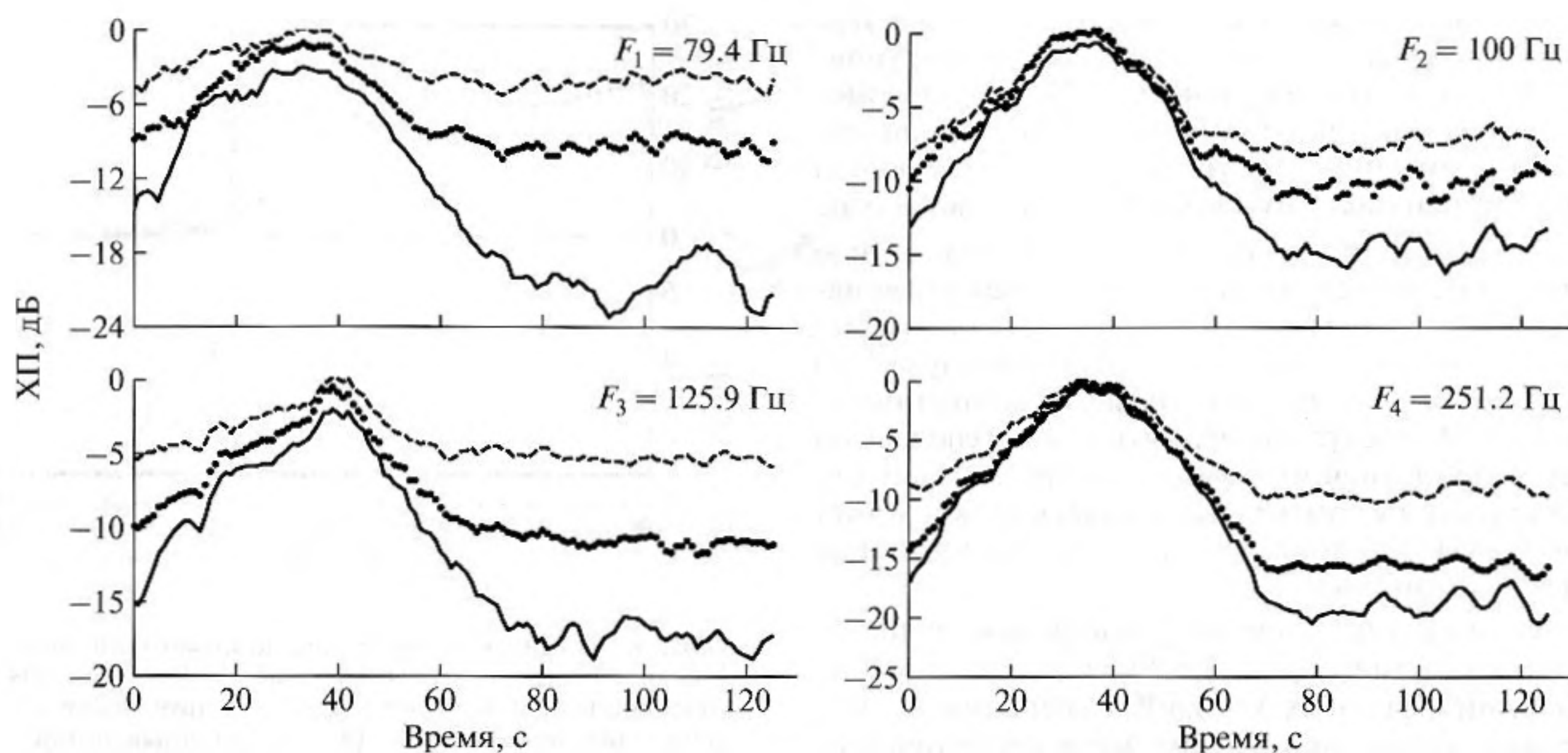


Рис. 4. Характеристики прохода: штриховая линия — одиночный приемник, пунктир — для $C = I$, сплошная линия — адаптивный синтез с критерием (10).

шения устойчивости ВВК [14,15]. Решение в этом случае имеет вид

$$w = (GHG^{\dagger} + \alpha C + \beta I)^{-1}GHg \quad (11)$$

где $\alpha, \beta \geq 0$ — два числовых параметра. Для их нахождения требуются соответственно два условия. Первое остается прежним: должна сохраняться заданная (допустимая) среднеквадратическая погрешность, т.е. $\delta(\alpha, \beta) = \delta_0$. Второе условие должно обеспечивать разумный компромисс между помехозащищенностью и устойчивостью решения. Очевидно, что с ростом β помехозащищенность уменьшается, а его устойчивость возрастает. Таким образом, существует некоторый оптимум в значении β , при котором уже наблюдается достаточная устойчивость решения, а уменьшение помехозащищенности еще не слишком велико. Для выбора оптимальной величины β могут быть предложены разные критерии [15]. Физически наглядным является требование минимума произведения нормы ВВК и мощности помехи на выходе АР: $\beta = \arg \min[(w^{\dagger}w)(w^{\dagger}Cw)]$ при условии, что параметр $\alpha(\beta)$ предварительно найден из уравнения $\delta(\alpha, \beta) = \delta_0$. Практически эквивалентным ему является критерий определения β из условия

$$\beta = \arg \max_{\beta} [\alpha(\beta)\beta]. \quad (12)$$

Результаты его применения приведены на рис. 3 пунктиром. Именно этот критерий использовался при обработке экспериментальных данных.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Ниже приводятся некоторые результаты экспериментальной апробации метода на данных, полученных в условиях мелкого моря на глубинах места 60–80 м. Источником шума являлся судовой катер, двигавшийся со скоростью ~ 4 узла над вертикальной 11-элементной приемной АР длиной 30 м. Синтез ВВК со среднеквадратической погрешностью 0.3 дБ проводился в узких полосах ~ 0.4 Гц как для заданной простейшей модели помехи с независимыми отсчетами, так и в адаптивном режиме; при этом в качестве C брались эмпирические оценки матрицы ковариации C_{emp} , строившиеся в тех же полосах по записям, включавшим движение катера над решеткой.

На рис. 4 приведены примеры характеристик прохода, сглаженных временным окном длительностью 4 с, для третьоктавных полос с центральными частотами $F_1 = 79.4$ Гц, $F_2 = 100$ Гц, $F_3 = 125.8$ Гц и $F_4 = 251.2$ Гц на выходах измерительного гидрофона (центрального элемента АР) и АР для $C = I$ и $C = C_{\text{emp}}$. Приведенные зависимости нормированы на соответствующие значения максимумов. Полагалось, что, начиная с 80 с, сигнал от катера мал, и значения ХП практически соответствуют фоновой помехе. За уровень помехи принималось среднее значение мощности на интервале от 80 до 123 с.

Как следует из рис. 4, применение рассмотренных методов позволило при использовании модели помехи с независимыми отсчетами увеличить помехозащищенность в третьоктавных полосах с

центральными частотами F_1, F_2, F_3, F_4 на величины соответственно 5.3 дБ, 2.6 дБ, 5.6 дБ и 6.2 дБ. В адаптивном режиме $C = C_{\text{emp}}$ эти величины составили, соответственно, 16.1 дБ, 7.2 дБ, 11.8 дБ и 9.4 дБ. Кроме того, рис. 4 иллюстрирует тот факт, что при больших отношениях сигнал/помеха, позволяющих проводить измерения с помощью одиночного гидрофона (превышающих 6 дБ [3], что соответствует случаям F_1 и F_3), каждый из применяемых способов дает примерно одинаковый уровень сигнала в окрестности максимума ХП. В случае же, когда это отношение недостаточно (4–5 дБ в случаях F_2 и F_4), максимум ХП для одиночного гидрофона дает завышенное значение и, в отличие от максимума ХП на выходе АР, уже не может быть принят в качестве оценки УПШ.

Отметим, что попытка дальнейшего увеличения помехозащищенности за счет уменьшения β приводит к резкому увеличению погрешности измерения УПШ. Так, например, если уменьшить вычисленные из (12) значения β в 5 раз (с соответствующим изменением α), то помехозащищенность по сравнению с приведенными выше значениями увеличивается незначительно (примерно на 0.2 дБ), а величина погрешности измерения УПШ возрастает до 3.2 дБ. Такое же поведение характерно для всего исследованного низкочастотного диапазона.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен метод измерений уровней подводного шума движущихся судов с использованием вертикальной приемной антенной решетки. Предложен алгоритм синтеза вектора весовых коэффициентов, обеспечивающих заданную точность измерений при максимальном помехоподавлении как в случае помехи с известной структурой, так и для априорно неизвестной помехи (адаптивный синтез). В последнем случае предложена оригинальная процедура получения устойчивого решения. Экспериментальная апробация метода на данных, полученных в морских условиях, показала его высокую эффективность.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 08-02-97025).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крокер М.Дж., Арена Дж.П. Основы прямых измерений интенсивности звука и их практические применения // Акуст. журн. 2003. Т. 49. № 2. С. 199–214.
2. Зуйкова Н.В., Кондратьева Т.В., Свет В.Д. Акустическое изображение объектов, движущихся под неоднородным слоем // Акуст. журн. 2005. Т. 49. № 2. С. 183–194.
3. Кудрявцев А.А., Лугинец К.П., Машошин А.И. Об амплитудной модуляции подводного шума морских судов // Акуст. журн. 2005. Т. 49. № 2. С. 224–229.
4. Урик Р.Дж. Основы гидроакустики / Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
5. Тукиянен А.Н., Теверовский Г.В., Цыганков С.Г. Измерение шумности – актуальная задача // Судостроение. 2005. № 6(763). С. 39–40.
6. Цыганков С.Г. Проблемы и перспективы измерения параметров акустического поля кораблей // Проблемы измерения параметров гидроакустических полей и обработка информации: Труды, вып. 49(141) // ФГУП ВНИИФТРИ, М.: ВНИИФТРИ, 2005. С. 5–17.
7. Underwater noise measurement standard working group forming // Press release of the Acoustical Society of America. November 8, 2006.
8. Маслов В.К. Измерение и контроль гидроакустического поля и алгоритм оценки максимальных уровней движущихся источников при некогерентной обработке // Проблемы измерения параметров гидроакустических полей и обработка информации: Труды, вып. 49(141) // ФГУП ВНИИФТРИ, М.: ВНИИФТРИ. 2005. С. 77–134.
9. Теверовский В.И. Измерение параметров нестационарного сигнала при наличии помех на основе энергетической (некогерентной) согласованной обработки // Томографические методы в физико-технических измерениях: Сб. научн. тр. М.: НПО ВНИИФТРИ. 1990. С. 103–112.
10. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с.
11. Гармаш В.Н. Задачи и методы синтеза антенных систем по полю в ближней зоне излучения. В кн. Антенны / Под редакцией Бахраха Л.Д. М.: Изд. предпр. ред. ж. Радиотехника, 1998, вып.2 (41). С. 3–13.
12. Шендеров Е.Л. Волновые задачи гидроакустики. Л.: Судостроение, 1972. 352 с.
13. Морозов В.А. Регулярные методы решения некорректно поставленных задач. М.: Наука, 1987. 40 с.
14. Carlson B.D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 1988. V. 24. № 7. P. 397–401.
15. Vorobyov S.A., Gershman A.B., Zhi-Quan Luo, and Ning Ma. Adaptive beamforming with joint robustness against mismatched signal steering vector and interference nonstationarity // IEEE Signal Processing Letters. 2004. V. 11. № 2. P. 108–111.