

УДК 534.24

О КОРРЕЛЯЦИОННОМ ПРИЕМЕ АКУСТИЧЕСКОГО ДИФРАКЦИОННОГО ПОЛЯ В ОКЕАНИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

© 2000 г. В. М. Кузькин

Научный центр волновых исследований Института общей физики РАН

117942 Москва, ул. Вавилова, 38

E-mail: petniko@kapella.gpi.ru

Поступила в редакцию 14.09.99 г.

Рассмотрена согласованная энергетическая обработка дифрагированного сигнала в условиях, когда объект наблюдается по главному лепестку теневого рассеянного поля. Рассмотрение основывается на малопараметрической модели, адекватно описывающей характеристики полезного сигнала. Показано, что в отсутствие флуктуаций параметров среды и помехи такая обработка позволяет точно определять параметры сигнала и движущегося объекта.

В работах [1, 2] предложена простая физическая модель, позволяющая адекватно оценивать частотно-временные характеристики дифрагированного сигнала в океаническом волноводе в условиях, когда объект наблюдается по теневому рассеянному полю. Важность такой модели обусловлена тем, что она позволяет прогнозировать результаты численных расчетов и способствует выявлению устойчивых признаков сигнала. Наличие таких признаков, как известно, способствует выделению слабых сигналов на фоне сильных помех при достаточно большом их накоплении. Используя малопараметрическую модель сигнала, рассеянного движущимся объектом, и накладывая ограничения на возможный диапазон изменений его характеристик, можно подобрать параметры опорного сигнала (переходной характеристики согласованного фильтра), дающие максимальный корреляционный отклик. Такой алгоритм акустического мониторинга локализованных неоднородностей позволяет добиваться характеристик обнаружения, близких к потенциально возможному, и предсказывать с заданной точностью параметры объекта. Подобный подход, использующий методы согласованной фильтрации, является разновидностью обработки "Matched Field Processing (MFP)" [3, 4].

В данной работе рассмотрена задача о восстановлении параметров сигнала и движущегося объекта по теневому рассеянному полю при использовании алгоритма корреляционной обработки [5, 6]. Оценена область сильной корреляции, в которой максимум огибающей нормированной функции взаимной корреляции модельного и опорного сигналов не меньше заданной величины. Это позволяет оценить максимальный шаг дискретизации параметров опорного сигнала для выбора наиболее достоверных их значений. Для однозначного

восстановления параметров объекта по результатам измерений характеристик принимаемого сигнала предлагается двухточечный прием, при котором приемники разнесены относительно друг друга в горизонтальной плоскости.

Следуя работам [1, 2], ограничимся рассмотрением монохроматического излучения и движения объекта в горизонтальной плоскости с постоянной скоростью по нормали к базисной линии, соединяющей источник с приемником. Тогда сигнал, рассеянный движущимся объектом, представляет собой импульс, у которого форма огибающей определяется теневым контуром, а заполнение – синусоидальное колебание с линейно меняющейся частотой. На практике форма тела объекта, как правило, неизвестна. В то же время из физических соображений, которые находятся в согласии с результатами работы [7], следует, что при использовании согласованной фильтрации, ориентированной на ожидаемые параметры принимаемого сигнала, форма огибающей несущественна. Объясняется это тем, что для объектов выпуклой формы энергия сосредоточена в основном в главном лепестке теневого рассеянного поля. Поэтому для простоты примем, что огибающая сигнала имеет гауссову форму. В этом случае дифрагированный сигнал записывается в виде [2]

$$u(t) = U_0 \exp(-2t^2/\vartheta^2) \cos(\omega_0 t + \alpha t^2/2 + \theta_0), \quad (1)$$

где $\alpha = 2\pi v^2/L^2$, $\vartheta = L^2/\sqrt{2}lv$, $L = (R_1 R_2 \lambda/R)^{1/2}$ – размер первой зоны Френеля, R – горизонтальное расстояние между неподвижными точечными источниками I и приемником P_1 , R_1 и R_2 – расстояния от точки пересечения объектом базисной линии соответственно до источника I и приемника P_1 (рис. 1), $2l$ и v – характерный горизонтальный размер и скорость объекта, ω_0 и λ – частота и дли-

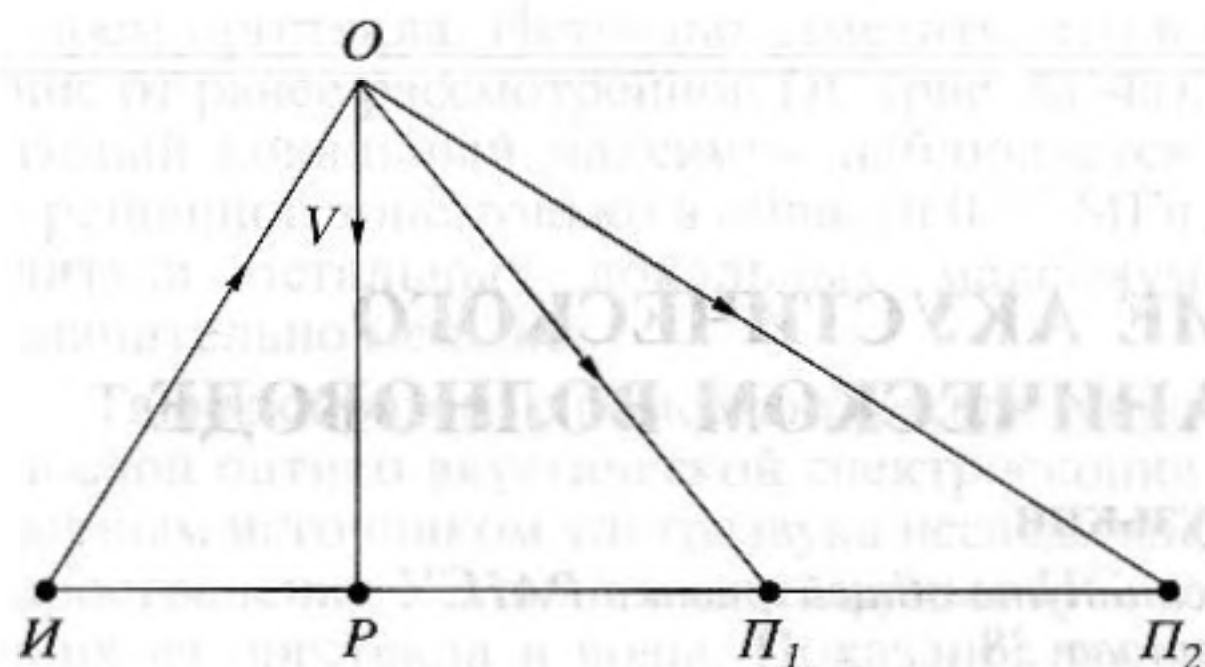


Рис. 1. Геометрия задачи (И – источник, О – объект, П_{1,2} – приемники). ИР = R₁, РП₁ = R₂, ИП₁ = R, П₁П₂ = R₃.

на звуковой волны, U_0 и θ_0 – амплитуда и начальная фаза, зависящие от условия распространения. Под длительностью огибающей импульса здесь принята ширина $\sqrt{2} \vartheta$ на уровне $1/e$ от максимума.

Рассмотрим автокорреляционную функцию сигнала (1)

$$\Psi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t+\tau)dt.$$

Обычно девиация мгновенной частоты за время ϑ мала по сравнению с ω_0 ($\alpha\vartheta \ll \omega_0$), а ϑ много больше среднего периода $2\pi/\omega_0$ ($\omega_0\vartheta \gg 2\pi$). При этих условиях функция $\Psi(\tau)$ во всей существенной области τ с достаточной точностью описывается выражением [8]

$$Y(\tau) = \frac{\sqrt{\pi}}{4} U_0^2 \vartheta \exp(-s\tau^2/\vartheta^2) \cos \omega_0 \tau, \quad (2)$$

где $s = 1 + \kappa$, $\kappa = \alpha^2 \vartheta^4 / 16 = (\pi m / 4)^2$, $m = (L/l)^2$ – база сигнала, характеризующая его сложность [2]. Ширина автокорреляционной функции $\Delta\tau$, определенная на уровне $1/e$ от максимального значения $\Psi(0)$ (энергии), равна

$$\Delta\tau = \frac{2\vartheta}{\sqrt{s}} = \frac{2\vartheta\tau_*}{\sqrt{\vartheta^2 + \tau_*^2}},$$

где $\tau_* = 4/\alpha\vartheta = 2\sqrt{2}l/\pi v$ – время корреляции частотно-модулированной несущей. Эта величина является обратной девиации $\alpha\vartheta/4$ мгновенной частоты $\omega(t) = \omega_0 + \alpha t$ на ширине огибающей $\vartheta/4$. У сложного импульса $\tau_* \ll \vartheta(4/\pi \ll m)$ и $\Delta\tau \approx 2\tau_* = (4\sqrt{2}/\pi)(l/v)$. Наоборот, при уменьшении α , когда заполнение приближается к гармоническому колебанию, у которого время корреляции τ_* бесконечно, импульс становится простым и $\Delta\tau \approx 2\vartheta = \sqrt{2}L^2/lv$. Таким образом, отношение $\sqrt{2}\vartheta/\Delta\tau$,

определяющее коэффициент сжатия, равно $\sqrt{[1 + (\pi m/4)^2]/2}$. Ширина $\Psi(\tau)$ на уровне $\Psi(0)/2$ составляет $\delta\tau = 2\vartheta\sqrt{\ln 2/s}$.

Положим, что принимаемый $u_1(t)$ и опорный $u_2(t)$ сигналы принадлежат к одному классу функций (1), их средние частоты несущей совпадают ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$), но они имеют разные амплитуды $U_{1,2}$, длительности $\vartheta_{1,2}$, скорости изменения частоты $\alpha_{1,2}$ и начальные фазы $\theta_{1,2}^{(0)}$. Выясним влияние такого рассогласования на взаимный коэффициент корреляции $K_{12}(\tau)$ сигналов $u_{1,2}(t)$, т.е. на величину

$$K_{12}(\tau) = \frac{\Psi_{12}(\tau)}{\sqrt{\Psi_1(0)\Psi_2(0)}} = |K_{12}(\tau)| \exp(i\theta_{12}(\tau)),$$

$$\Psi_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u_1(t)u_2(t+\tau)dt,$$

где $\Psi_{1,2}(0)$ – максимальное значение автокорреляционной функции сигналов $u_{1,2}(t)$. Подставляя сюда выражение (1) для $u_{1,2}(t)$ и вычислив интеграл, получаем

$$|K_{12}(\tau)| = \frac{2}{\sqrt{\vartheta_1\vartheta_2^4}\sqrt{a^2+p^2}} \times \exp\left\{\frac{a(b^2-ac) - (aq^2 - 2bpq + cp^2)}{a^2+p^2}\right\}, \quad (3)$$

$$\theta_{12}(\tau) = \frac{1}{2} \arctg \frac{p}{a} -$$

$$- \frac{p(q^2 - pr) - (b^2p - 2abq + a^2r)}{a^2+p^2}.$$

Здесь приняты следующие обозначения

$$a = \frac{2(\vartheta_1^2 + \vartheta_2^2)}{\vartheta_1^2\vartheta_2^2}, \quad b = \frac{\tau(\vartheta_1^2 - \vartheta_2^2)}{\vartheta_1^2\vartheta_2^2},$$

$$c = \frac{\tau^2(\vartheta_1^2 + \vartheta_2^2)}{2\vartheta_1^2\vartheta_2^2}, \quad (4)$$

$$p = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}, \quad q = \frac{\tau(\alpha_1 + \alpha_2)}{4},$$

$$r = \omega_0\tau + \frac{\tau^2(\alpha_2 - \alpha_1)}{8} + \theta_2^{(0)} - \theta_1^{(0)}.$$

Таким образом, при рассогласовании распределение $K_{12}(\tau)$ представляет собой модулированное колебание частотой $\theta_{12}(\tau)$ и с начальной фазой

$\theta_{12}^{(0)} = (1/2) \arctg(p/a) + a^2(\theta_2^{(0)} - \theta_1^{(0)})/(p^2 + a^2)$ вписаны в огибающую $|K_{12}(\tau)|$.

Далее положим, что обработка сигнала ведется по огибающей взаимокорреляционной функции, т.е. рассматривается согласованная энергетическая обработка. Тогда влияние частотно-модулированной несущей и начальной фазы исключаются. Получим выражение, определяющее область допустимых отклонений параметров ϑ_2, α_2 от ϑ_1, α_1 , в которой выполнено неравенство

$$|K_{12}(0)| = \frac{2}{\sqrt{a^2 + p^2}} \frac{1}{\sqrt{\vartheta_1 \vartheta_2}} \geq H, \quad 0 < H \leq 1, \quad (5)$$

рассматриваемое как критерий близости сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Величина H выбирается исходя из требований к уровню корреляционного отклика. Разумеется, если $\vartheta_2 = \vartheta_1$ и $\alpha_2 = \alpha_1$, то $|K_{12}(0)| = \max = 1$. Пусть

$$\vartheta_1 = \vartheta_2 + \Delta\vartheta, \quad \alpha_1 = \alpha_2 + \Delta\alpha; \quad x = \Delta\vartheta/\vartheta_2, \quad (6)$$

$$y = \Delta\alpha/\alpha_2.$$

В обозначениях (6) неравенство (5) принимает вид

$$\frac{\sqrt{1+x}}{\sqrt{\left(1+x+\frac{x^2}{2}\right)^2 + \frac{\kappa y^2}{4}(1+x)^4}} \geq H, \quad \kappa = \frac{\alpha_2^2 \vartheta_2^4}{16}. \quad (7)$$

Если в выражении (7) перейти к новым координатам $X = x + 1, Y = y$ на плоскости Oxy , то можно записать уравнение для линии постоянного уровня максимума огибающей взаимного коэффициента корреляции, разделяющей области сильной и слабой корреляции, в виде

$$4X^2 = H^4 [(1+X^2)^2 + \kappa Y^2 X^4]. \quad (8)$$

$$\rho = \frac{H^4 \left\{ \left(1+x+\frac{x^2}{2}\right) + \kappa(1+x)^2 \left[\left(1+x+\frac{x^2}{2}\right) \left(1+y+\frac{y^2}{2}\right) + xy \left(1+\frac{x}{2}\right) \left(1+\frac{y}{2}\right) \right] \right\}}{\vartheta_2^2 (1+x)^2}$$

Из полученного выражения следует, что рассогласование сигналов приводит к увеличению длительности корреляции отклика по сравнению со случаем, когда рассогласование отсутствует. Если $x = y = 0$ ($H = 1$), то имеем очевидный результат: $\delta\tau_{12} = \delta\tau$.

Пусть априори известна информация о возможном диапазоне изменений параметров объекта v, l, L : $v_{\min} \leq v \leq v_{\max}, l_{\min} \leq l \leq l_{\max}, L_{\min} \leq L \leq L_{\max}$. Тогда можно определить область реалистических значений параметров опорного сигнала ϑ_2, α_2 : $(\vartheta_{\min}, \vartheta_{\max}), (\alpha_{\min}, \alpha_{\max})$, где $\vartheta_{\min, \max} =$

Кривая шестого порядка (8) распадается на две замкнутые линии, симметричные относительно осей координат (X, Y) . При этом вся правая линия расположена в правой полуплоскости O_1XY , а вся левая линия – в левой полуплоскости O_1XY . Физический смысл имеет лишь кривая, расположенная справа от оси Y ($X > 0$). Рассмотрим характерные значения кривой (8).

1. Точки пересечения с осью O_1X :

$$X_{1,2} = \frac{1}{H^2} (1 \pm \sqrt{1-H^4}), \quad X_{3,4} = -X_{2,1},$$

$$X_{2,1} > 0, \quad X_{3,4} < 0;$$

(при $0 < H \leq 1$ имеем $1 \leq X_1 < \infty, 0 < X_2 \leq 1$).

2. Точки экстремумов:

$$X_{5,6} = \pm \frac{H^2}{\sqrt{2-H^4}},$$

$$\text{причем } Y_{1,2} = Y(X_5) = Y(X_6) = \pm \frac{2\sqrt{1-H^4}}{H^4 \sqrt{\kappa}};$$

(при $0 < H \leq 1: 0 < X_5 \leq 1, -1 \leq X_6 < 0, 0 \leq Y_1 < \infty, -\infty < Y_2 \leq 0$). Как видно, при увеличении уровня H и параметра κ области сильной корреляции сужаются и в предельном случае $H = 1$ они стягиваются в точки с координатами $X = \pm 1, Y = 0$. На рис. 2 приведены кривые $Y(X)$ (8) в области положительных значений X при различных H и κ .

Ширина $\delta\tau_{1,2}$, определенная на уровне $1/2$ от значения $|K_{12}(0)|$, как следует из (3), равна $\delta\tau_{12} = 2\sqrt{\ln 2/\rho}$, где

$= L_{\min, \max}^2 / \sqrt{2} (lv)_{\max, \min}, \alpha_{\min, \max} = 2\pi v_{\min, \max}^2 / L_{\max, \min}^2$.
Перебор этих значений позволяет найти такую их комбинацию, при которой выполнено условие (5). Подобранные таким образом параметры ϑ_2, α_2 можно рассматривать, как искомые, соответствующие параметрам ϑ_1, α_1 принимаемого сигнала.

Чтобы осуществить такой перебор минимальным числом комбинаций, достаточно дискретизировать указанные области на участки $\Delta\vartheta_i = \Delta x \vartheta_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$) и $\Delta\alpha_j = \Delta y \alpha_j$ ($j = 1, 2, \dots, m$), длина

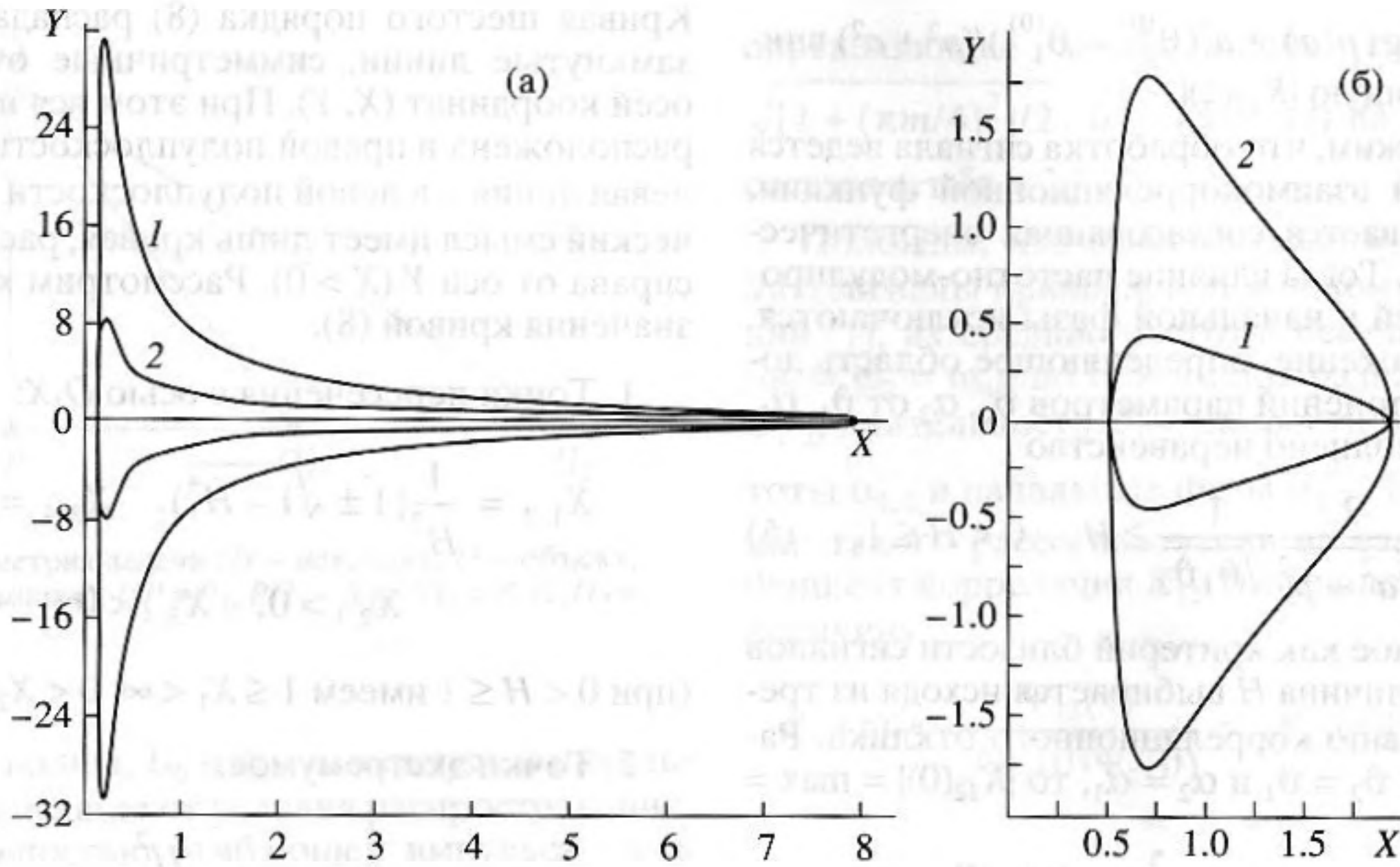


Рис. 2. Линии постоянного уровня максимума огибающей взаимного коэффициента корреляции ($1 - \kappa = 1$, $2 - \kappa = 16$): а) $H = 0.5$; б) $H = 0.9$.

которых равна максимальным абсолютным ошибкам, т.е. нужно положить

$$\Delta x = X_2 - X_1 = \frac{2\sqrt{1-H^4}}{H^2}, \quad (9)$$

$$\Delta y = Y_1 = \frac{2\sqrt{1-H^4}}{H^4\sqrt{\kappa}},$$

где $\Delta\vartheta_i = \vartheta_{i+1} - \vartheta_i$, $\Delta\alpha_j = \alpha_{j+1} - \alpha_j$. Здесь $\vartheta_{1,n} = \vartheta_{\min, \max}$, $\alpha_{1,m} = \alpha_{\min, \max}$. Легко видеть, что последовательность $\{\vartheta_i\}$ представляет собой геометрическую прогрессию, $\vartheta_i = \vartheta_1(1 + \Delta x)^{i-1}$. Следовательно, число дискретов составит

$$n = \left[\frac{\lg(\vartheta_{\max}/\vartheta_{\min})}{\lg(1 + \Delta x)} + 1 \right].$$

Здесь квадратные скобки означают целую часть числа. Согласно (9) величина $\Delta\alpha_j$ равна

$$\Delta\alpha_j = \frac{8\sqrt{1-H^4}}{H^4\vartheta_j^2}.$$

Как видим, длина участка $\Delta\alpha_j$ зависит как от величины уровня H , так и от подбираемого значения длительности ϑ_i . Условие (5) будет выполнено, если область значений параметра α_2 разбить на эквидистантные участки длиной

$$\Delta\alpha = \frac{8\sqrt{1-H^4}}{H^4\vartheta_{\max}^2}.$$

В результате для числа дискретов имеем

$$m = \left[\frac{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}{\Delta\alpha} \right].$$

Таким образом, минимальное число комбинаций оценивается как

$$\min Q = n \times m. \quad (10)$$

Для числовой оценки по формуле (10) возьмем следующие значения: $l_{\min, \max} = 30$ м, 75 м; $v_{\min, \max} = 3$ мс⁻¹, 12 мс⁻¹; $R_{1\min, \max} = 10$ км, 60 км; $R = 120$ км; $\lambda = 10$ м. Тогда область значений параметров опорного сигнала оценивается как: 7.20×10^3 с $\leq \vartheta_2 \leq 2.36 \times 10^3$ с, 1.88×10^{-4} с⁻² $\leq \alpha_2 \leq 9.87 \times 10^{-3}$ с⁻². Если $H = 0.5$, то $\min Q = 2 \times 434$. В случае же когда $H = 0.9$, то $\min Q = 4 \times 8066$.

Перебор по области значений ϑ_2 , α_2 с выбором наиболее достоверной их комбинации по критерию (5) приводит к неконтролируемым ошибкам в определении параметров ϑ_1 , α_1 принимаемого сигнала. При данном разбиении эти относительные ошибки определяются сверху соотношением (9) и, как можно видеть, даже при больших H весьма значительны. Например, если $H = 0.9$, то $\Delta x \approx 1.45$ и $\Delta y \approx 7.15/\alpha_2\vartheta_2^2$. Для уменьшения их значений можно повысить пороговый уровень H или (и) увеличить число комбинаций Q .

Однако в рамках рассматриваемого метода обработки можно и точно восстанавливать параметры полезного сигнала. Действительно, пусть $\{\vartheta_i, \alpha_j\}$ и $\{\vartheta_p, \vartheta_\gamma\}$ – комбинации параметров ϑ_2 , α_2 , при которых максимумы огибающей коэффици-

ента взаимной корреляции равны соответственно H_1 и H_2 . Отметим, что эти значения могут и совпадать. Если теперь воспользоваться обозначениями (6), то согласно выражению (8) приходим к системе уравнений для определения параметров ϑ_1 и α_1 принимаемого сигнала.

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha_j + \frac{8\sqrt{(\vartheta_1/\vartheta_i)^2 - (H^4/4)[1 + (\vartheta_1/\vartheta_i)^2]^2}}{H^2\vartheta_1^2}, \\ \alpha_1 = \alpha_\gamma + \frac{8\sqrt{(\vartheta_1/\vartheta_p)^2 - (H^4/4)[1 + (\vartheta_1/\vartheta_p)^2]^2}}{H^2\vartheta_1^2}. \end{cases} \quad (11)$$

Понятно, что при этом полностью восстанавливается и уровень сигнала.

Рассмотренный выше односточный прием не позволяет однозначно восстанавливать параметры объекта v, L, l по результатам измерений параметров сигнала ϑ_1, α_1 . Для устранения этой неоднозначности можно воспользоваться, например, двухточечным приемом, когда приемные пункты разнесены относительно друг друга на некоторое расстояние вдоль базисной линии (рис. 1). Отметим, что разнесение приемников по вертикали не решает данную проблему [2].

Пусть $\vartheta_{2,3}$ и $\alpha_{2,3}$ — значения параметров дифрагированных сигналов в точках приема $\Pi_{1,2}$, определяемые системой уравнений (11). Тогда параметры объекта будут определяться системой уравнений вида

$$\begin{cases} \vartheta_{2,3} = L_{2,3}/\sqrt{2}lv, \\ \alpha_{2,3} = 2\pi v^2/L_{2,3}^2, \end{cases} \quad (12)$$

где $L_2^2 = R_1(R - R_1)\lambda/R$, $L_3^2 = R_1(R + R_3 - R_1)\lambda/(R + R_3)$. Из первого соотношения (12) находим

$$R_1 = \frac{(1 - \gamma)R(R + R_3)}{R(1 - \gamma) + R_3}, \quad \gamma = \vartheta_2/\vartheta_3.$$

Считая L_2 известным, из (12) получаем

$$v = \frac{L_2}{\sqrt{2\pi}}\sqrt{\alpha_2}, \quad l = \frac{\sqrt{\pi}L_2}{\sqrt{\alpha_2}\vartheta_2}.$$

Таким образом, применение двухточечного метода измерений позволяет устранить неоднозначность в определении расстояния R_1 между ис-

точником и точкой пересечения объектом базисной линии и полностью восстановить параметры объекта. В настоящей работе рассмотрен алгоритм акустического мониторинга движущегося объекта по теневого рассеянному полю. В его основе лежит использование априорной информации о параметрах объекта, формирующей дифрагированный сигнал, и согласованная энергетическая обработка. В качестве критерия близости параметров принимаемого и опорного сигналов выбран критерий максимума огибающей нормированной функции взаимной корреляции. Показано, что такая обработка в отсутствие флуктуаций параметров океанической среды и помехи позволяет точно определять параметры полезного сигнала и движущегося объекта.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 99-02-17671).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горский С.М., Зверев В.А., Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Некогерентное накопление сигналов акустической дифракции // Акуст. журн. 1995. Т. 41. № 2. С. 223–231.
2. Кузькин В.М. Характеристики акустического дифрагированного сигнала в океаническом волноводе // Акуст. журн. 1997. Т. 43. № 4. С. 514–520.
3. Baggeroer A.B., Kuperman W.A. Matched-field processing in ocean acoustics // Acoustic signal processing for ocean exploration / Ed. J.M.F. Moura, L.M.G. Lourtie. Dordrecht; Boston; London: Kluwer Academic Publishers. 1992. P. 79–114.
4. Candy J.V., Sullivan E.J. Model-based & matched-field processing: a comparison // 4th European Conference on Underwater Acoustics // Rome, Italy. 1998. V. 1. P. 3–8.
5. De Kooter P.M. Variations of autocorrelation matching and the sift localization algorithm // Master's thesis. Naval postgraduate school. Monterey, CA. 1997.
6. Smith K.B., Brune J., Chiu C.S. Passive transient localization using signal autocorrelation matching // 4th European Conference on Underwater Acoustics // Rome, Italy. 1998. V. 1. P. 9–14.
7. Зверев В.А., Матвеев А.Л., Митюгов В.В. Согласованная фильтрация откликов акустической дифракции при некогерентном накоплении на вертикальной антенне // Акуст. журн. 1995. Т. 41. № 4. С. 591–595.
8. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. М.: Наука, 1976. Ч. 1. Случайные процессы. 494 с.

Correlation Reception of a Diffraction Sound Field in an Oceanic Waveguide

V. M. Kuz'kin

Intensity matched processing is considered for a diffracted signal when the object is detected by the main lobe of the shadow scattered sound field. The consideration is based on the few-parameter model that adequately describes the characteristics of the desired signal. It is shown that, in the absence of noise and fluctuations in the parameters of the medium, the proposed algorithm provides the determination of the exact parameters of the signal and the moving object.