

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ  
И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 534.213

МАКСИМИЗАЦИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДВУХСЛОЙНОЙ  
ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ

© 2008 г. М. Д. Смаришев

ОАО "Концерн "Океанприбор"

197376 Санкт-Петербург, Чкаловский проспект 46

E-mail: smarysheva\_lara@mail.ru

Поступила в редакцию 27.04.07г.

Предложен метод максимизации коэффициента помехоустойчивости двухслойной гидроакустической антенны. На примере антенны, состоящей из двух параллельных линейных решеток, произведена оценка выигрыша в помехоустойчивости предложенного алгоритма по сравнению с кардиоидным включением этих решеток.

PACS: 43.38.Hz

В последние годы наблюдается увеличение количества работ, посвященных исследованию параметров гидроакустических антенн, состоящих из комбинированных приемников, то есть устройств, содержащих приемник звукового давления и несколько (от одного до трех) приемников колебательной скорости ([1–4] и др.). Такие антенны при работе в свободном поле обладают помехоустойчивостью большей, чем аналогичные антенны, состоящие из такого же числа приемников звукового давления. Объясняется это обстоятельство в первую очередь тем, что даже равновесное сложение, то есть сложение напряжений по выходам приемников звукового давления и колебательной скорости с равными весами, приводит к формированию так называемой кардиоидной характеристики направленности, подавляющей прием помех из тыльного по отношению к направлению прихода полезного сигнала полупространства. В работе [5] показано, как определить такие весовые коэффициенты, которые обеспечивают максимальную помехоустойчивость при воздействии на антенну, состоящую из комбинированных приемников, поля дальних анизотропных помех. В этой же работе отмечено, что такой же эффект увеличения помехоустойчивости может быть получен при использовании двухслойной звукопрозрачной антенны, состоящей из приемников звукового давления. Рассмотрим алгоритм обработки сигналов по выходам слоев звукопрозрачной антенны, обеспечивающий максимальную величину ее помехоустойчивости при работе в поле дальних акустических помех.

Пусть один слой антенны расположен в плоскости  $XOZ$ , а другой в плоскости ей параллельной и отстоящей от нее на расстоянии  $d$  (рис. 1). Будем считать, что слои одинаковы и звукопрозрачны.

Тогда характеристику направленности антенны в соответствии с теоремой умножения можно записать в виде произведения характеристики направленности одного слоя  $R_c(\theta, \varphi)$  на характеристику направленности двух ненаправленных элементов, расположенных в центрах слоев, то есть лежащих на оси  $Y$  на расстоянии  $d$  друг от друга.

$$R(\theta, \varphi) = R_c(\theta, \varphi) \left| \frac{1 + B \exp(-ikd \sin \theta \sin \varphi)}{1 + B \exp(-ikd \sin \theta_0 \sin \varphi_0)} \right|. \quad (1)$$

В этой формуле  $k$  – волновое число,  $B$  – коэффициент возбуждения ненаправленного элемента, лежащего в точке  $X = Z = 0, Y = d$ , (коэффициент возбуждения ненаправленного элемента, лежащего в точке  $X = Y = Z = 0$ , принят равным единице); характеристики направленности  $R_c(\theta, \varphi)$  и  $R(\theta, \varphi)$  нормированы в направлении  $\theta_0, \varphi_0$ .

Коэффициент помехоустойчивости  $\chi$  двухслойной антенны можно записать в виде:

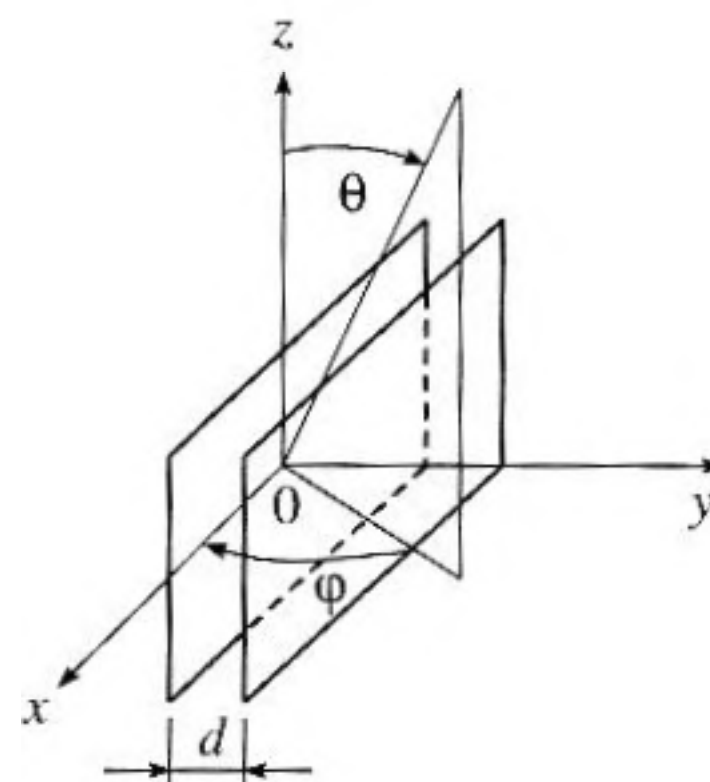


Рис. 1. Двухслойная антенна и система координат.



$$\chi = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) R_c^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} =$$

$$= \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi |1 + B \exp(-ikd \sin \theta_0 \sin \varphi_0)|}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) R_c^2(\theta, \varphi) |1 + B \exp(-ikd \sin \theta \sin \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}, \quad (2)$$

где  $I_n(\theta, \varphi)$  – пространственный спектр помех.

Для определения коэффициента  $B$ , при котором обеспечивается максимальная величина коэффициента помехоустойчивости антенны  $\chi$ , можно воспользоваться известной (например, из [6]) системой уравнений:

$$\sum_{q=1}^n A_q W_{gq}^* = c R_g^*(\theta_0, \varphi_0) \quad g = 1, n, \quad (3)$$

где  $n$  – общее число элементов антенны,  $A_q$  – коэффициент возбуждения элемента с номером  $q$ ,  $R_g(\theta_0, \varphi_0)$  – значение характеристики направленности элемента  $g$  в направлении прихода сигнала,  $W_{gq}$  – функция корреляции помех на выходах элементов с номерами  $g$  и  $q$ , звездочка означает знак комплексного сопряжения,  $c$  – некоторая константа.

Будем понимать под элементом целый слой; тогда, принимая во внимание, что характеристики направленности элементов антенны в системе (3) должны быть записаны относительно общего начала координат (то есть то, что  $R_1 = R_c(\theta, \varphi)$ , а  $R_2(\theta, \varphi) = R_c(\theta, \varphi) \exp(-ikd \sin \theta \sin \varphi)$ , получим:

$$\begin{aligned} A_1 W_{11} + A_2 W_{12}^* &= c R_c^*(\theta_0, \varphi_0) \\ A_1 W_{12} + A_2 W_{22} &= c R_c^*(\theta_0, \varphi_0) \exp(ikd \sin \theta_0 \sin \varphi_0). \end{aligned} \quad (4)$$

При записи системы (4) принято во внимание, что  $W_{11}$  и  $W_{22}$  – величины вещественные и что  $W_{21}^* = W_{12}$ .

В рассматриваемом случае

$$\begin{aligned} W_{12} &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) R_c^2(\theta, \varphi) \times \\ &\times \exp(ikd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi, \\ W_{11} = W_{22} = W_c &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} I_n(\theta, \varphi) R_c^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \end{aligned}$$

Найдя решение системы уравнений (4), можно определить коэффициент  $B$  как отношение  $A_2$  к  $A_1$ ; он имеет вид:

$$B = \frac{W_{11} \exp(ikd \sin \theta_0 \sin \varphi_0) - W_{12}}{W_{11} - W_{12}^* \exp(ikd \sin \theta_0 \sin \varphi_0)}. \quad (5)$$

Величины  $W_{11}$  и  $W_{12}$  определяют мощность и функцию корреляции помех, однако, при обнаружении слабого сигнала, они практически не отличаются от соответствующих значений в поле, где присутствуют и помехи и полезный сигнал. Это обстоятельство позволяет сформулировать следующий алгоритм работы адаптатора, максимизирующего коэффициент помехоустойчивости двухслойной антенны. Вначале измеряются величины  $W_{11}$  и  $W_{12}$ , затем по формуле (5) рассчитывается коэффициент  $B$ , напряжение на выходе второго слоя умножается на этот коэффициент и складывается с напряжением на выходе первого слоя.

Для оценки эффективности предложенного алгоритма рассмотрим простейший пример, когда каждый слой антенны представляет собой линейную антенную решетку, причем одна из них (первая) лежит вдоль оси  $X$ , а другая в плоскости  $XOY$  на расстоянии  $d$  от первой. Источник сигнала расположен в направлении  $\theta_0 = \pi/2$ ,  $\varphi_0 = \pi/2$ . Будем полагать, что поле помех состоит из двух компонент: распределенной в пространстве и локальной. Распределенная имеет вид  $I_p(\theta, \varphi) = I_p(\theta) = I_p \cos^{2n-1} \theta$  при  $\theta \leq \pi/2$  и  $I_p(\theta, \varphi) = 0$  при  $\theta > \pi/2$ . Как известно, такая помеха создается независимыми источниками, расположенными вдали от антенны на плоскости, параллельной плоскости  $XOY$  и имеющими характеристики направленности вида  $\cos^n \alpha$ . Источник локальной помехи расположен в направлении  $\varphi = \pi/2$ ,  $\theta = \theta_n$ . Пространственный спектр такой помехи можно записать в виде:  $I_n(\theta, \varphi) = I_n \delta(\theta - \theta_n) \delta(\varphi - \pi/2) \sin \theta_n^{-1}$ , где  $\delta$  – дельта функция.



В месте расположения антенны суммарная интенсивность помехи равна

$$I_n = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \left[ I_p \cos^{2n+1} \theta + I_n \delta(\theta - \theta_n) \times \right. \\ \left. \times \delta\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \sin^{-1} \theta_n \right] \sin \theta d\varphi d\theta = \\ = I_p \frac{n}{\pi} + I_n = I_p \frac{\pi}{n} \left( 1 + \frac{n I_n}{\pi I_p} \right).$$

Введем в рассмотрение коэффициент  $\alpha$ , равный  $\frac{n I_n}{\pi I_p}$  и показывающий во сколько раз интенсивность локальной помехи в месте расположения антенны больше интенсивности помехи распределенной. Выражение, определяющее функцию корреляции  $W_{12}$ , запишем в виде

$$W_{12} = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \left[ I_p \cos^{2n+1} \theta + \alpha I_p \frac{\pi \delta(\theta - \theta_n) \delta(\varphi - \pi/2)}{\sin \theta_n} \right] \times \\ \times [R_n(\theta, \varphi)]^2 \exp(ikd \sin \theta \sin \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (6)$$

где  $R_n(\theta, \varphi) = \frac{\sin(M0.5kd_x \sin \theta \cos \varphi)}{M \sin(0.5kd_x \sin \theta \cos \varphi)}$  – характеристика направленности линейной решетки с периодом  $d_x$ , лежащей на оси  $X$  и состоящей из  $M$  элементов.

Разобьем интеграл, определяющий  $W_{12}$  на два. Второй вычислим, пользуясь тем, что пространственный спектр локальной помехи представляется приведенным выше произведением  $\delta$ -функций. При вычислении первого воспользуемся известным [7] соотношением, справедливым при  $d < 0.5\lambda$  и  $Md_x \approx L > \lambda$ :

$$\frac{\sin(M0.5kd_x \sin \theta \cos \varphi)}{M \sin(0.5kd_x \sin \theta \cos \varphi)} = \\ = \frac{\lambda}{L \sin \theta} [\delta(\varphi - \pi/2) + \delta(\varphi + \pi/2)].$$

$$\chi = \frac{L}{\lambda^{\pi/2}} \frac{\frac{\pi}{n} (1 + \alpha) |1 + B \exp(-ikd)|^2}{\int_0^{\pi/2} \cos^{2n-1} \theta [ |1 + B \exp(-ikd \sin \theta)|^2 + |1 + B \exp(ikd \sin \theta)|^2 ] d\theta + \alpha \frac{\pi L}{n \lambda} |1 + B \exp(-ikd \sin \theta_n)|^2}$$

Вначале будем считать, что локальная помеха отсутствует, то есть коэффициент  $\alpha$  равен нулю. На графике рис. 2 сплошными кривыми представлена зависимость коэффициента помехоустойчивости  $\chi$ , отнесенного к  $L/\lambda$ , от волнового расстоя-

$\chi/(L/\lambda), \chi_k/(L/\lambda)$

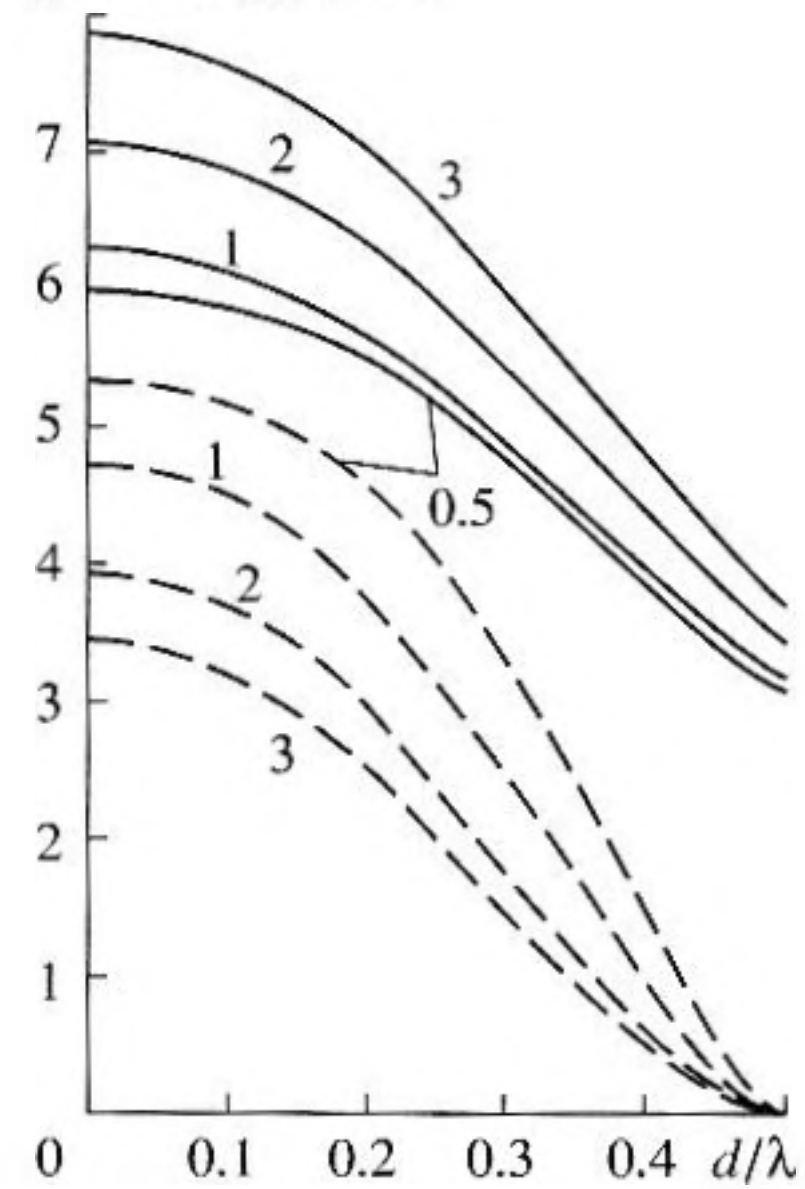


Рис. 2. Зависимость  $\frac{\chi}{L/\lambda}$  и  $\frac{\chi_k}{L/\lambda}$  от  $d/\lambda$ .

В результате получим:

$$W_{12} = I_p \frac{\lambda}{L} \left[ 2 \int_0^{\pi/2} \cos^{2n-1} \theta \cos(kd \sin \theta) d\theta + \right. \\ \left. + \alpha \frac{\pi L}{n \lambda} \exp(ikd \sin \theta_n) \right], \quad (7)$$

и

$$W_{11} = I_p \frac{\lambda}{L} \left[ \int_0^{\pi/2} \cos^{2n-1} \theta d\theta + \alpha \frac{\pi L}{n \lambda} \right]. \quad (8)$$

Вычисляя интегралы по  $\varphi$  выражения (2) таким же образом, как это делалось при преобразовании функции корреляции  $W_{12}$ , можно записать

ния между линейными решетками  $d/\lambda$  при максимизации помехоустойчивости. На этом же графике для сравнения штриховыми линиями показана аналогичная зависимость при кардиоидном (традиционном) включении двух линейных



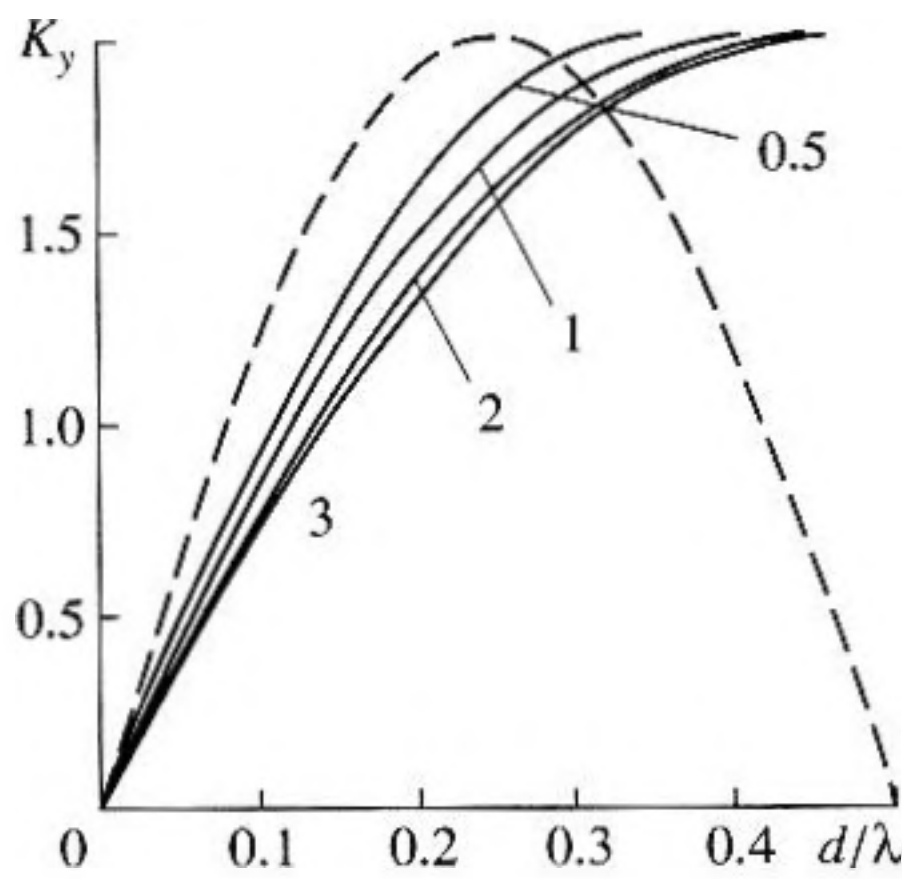


Рис. 3. Зависимость  $K_y$  от  $d/\lambda$ .

антенн. Расчет величины  $\chi_k$  производился по формуле (8), в которую подставлялось значение коэффициента  $B$ , равное  $-\exp(-ikd)$ . Параметром семейства кривых графика рис. 2 является коэффициент анизотропии  $n$ . Как следует из графика рис. 2, выигрыш при максимизации помехоустойчивости по сравнению с традиционным кардиоидным включением тем больше, чем выше анизотропия поля помех и чем ближе  $d/\lambda$  приближается к 0.5. Как известно, недостатком кардиоидного включения элементов антенны является сравнительно узкая полоса рабочих частот, ограниченная малой чувствительностью на низких частотах и приводящими к падению помехоустойчивости искажениями характеристики направленности на

высоких. В связи с этим обстоятельством проводился расчет коэффициента усиления антенны  $K_y$  по формулам

$$K_y = |1 - \exp(-i2kd)| = 2|\sin kd|, \quad (9)$$

в случае кардиоидного включения и

$$K_y = |1 + B \exp(-ikd)| \quad (10)$$

при максимизации помехоустойчивости.

Зависимости коэффициентов усиления от  $d/\lambda$  представлены на рис. 3 штриховой линией при кардиоидном включении и сплошными – при сложении процессов на выходах двух антенных решеток с весами 1 и  $B$ . Цифры, как и на рис. 2, соответствуют значениям коэффициента анизотропии  $n$ . Сравнительный анализ графиков рис. 2 и рис. 3 показывает, что предлагаемый метод максимизации коэффициента помехоустойчивости позволяет по сравнению с известным способом кардиоидного включения и увеличить коэффициент помехоустойчивости и расширить полосу рабочих частот.

Рассмотрим теперь случай воздействия на антенну двухкомпонентного поля помех. На графиках рис. 4 представлены относительные зависимости коэффициента помехоустойчивости в функции от угла падения на антенну волны от локального источника помехи  $\theta_s$  при  $n = 0.5$  (левый график) и  $n = 2$  (правый график). Параметром семейства кривых служит коэффициент  $a$ , равный отношению интенсивностей локальной и распределенной составляющих поля помех в месте рас-

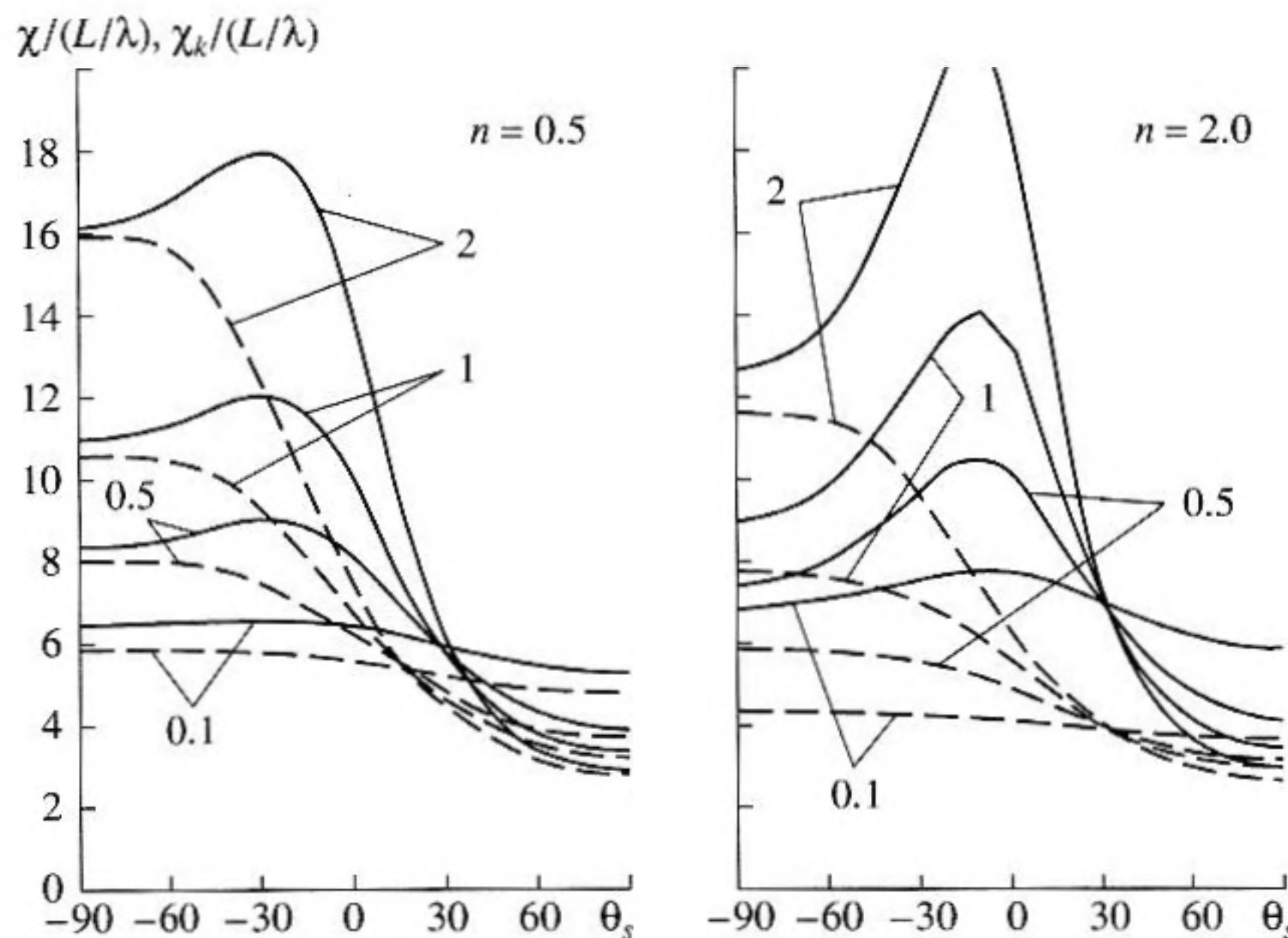


Рис. 4. Зависимость  $\frac{\chi}{L/\lambda}$  и  $\frac{\chi_k}{L/\lambda}$  от  $\theta_s$  при различных значениях коэффициента  $a$ .



положения антенны. Расчет проводился для  $L/\lambda = 5$ . Отрицательные значения  $\theta_d$  на осях абсцисс графиков соответствуют направлениям, определяемым углами  $\theta_d = |-\theta_d|$ ,  $\varphi_d = 3\pi/2$ . На графиках рис. 4 представлены результаты расчетов при  $d/\lambda = 0.2$ ; результаты расчетов при  $d/\lambda = 0.4$  отличаются от них весьма незначительно. Из графиков рис. 4 следует, что эффективность использования алгоритма максимизации коэффициента помехоустойчивости тем больше, чем выше степень анизотропии распределенных помех и чем больше интенсивность локальной помехи. Кроме того, наиболее интенсивное подавление помех наблюдается тогда, когда преобладают помехи, источники которых располагаются в области сравнительно небольших углов  $\theta_d$ .

По формуле

$$R(\theta) = \left| \frac{1 + B \exp(-ikd \sin \theta)}{1 + B \exp(-ikd)} \right| \quad (11)$$

рассчитывалась характеристика направленности антенны, состоящей из двух линейных решеток, в плоскости YOZ. На графике рис. 5 штриховой линией представлена характеристика направленности антенны при кардиоидном включении решеток (расчет производился по формуле (11), в которой коэффициент  $B$  полагался равным  $-\exp(ikd)$ , остальные кривые соответствуют максимизации помехоустойчивости при  $n = 0.5$  и  $\alpha = 2$ . Исключением является пунктирная кривая, рассчитанная при  $n = 0.5$  и  $\alpha = 0$ . Три сплошные кривые на графике рис. 5 соответствуют трем углам расположения источника локальной помехи  $\theta_d$ . Анализ кривых графика рис. 5 показывает, что наиболее эффективное подавление локальных помех происходит тогда, когда их источники находятся в тыльном по отношению к направлению главного максимума характеристики направленности антенны полупространстве. В направлениях, для которых угол  $\theta_d$  близок к  $-90^\circ$  это подавление обеспечивается и обычным кардиоидным включением; в других же направлениях тыльного полупространства очевидны преимущества предлагаемого метода максимизации коэффициента помехоустойчивости по сравнению с традиционным.

В случае, когда слоем антенны является не линейная решетка, а плоская антенна, можно ожидать, что эффективность рассматриваемого метода вследствие наличия направленности плоской антенны в вертикальной плоскости несколько уменьшится. Однако подавление сильной локаль-

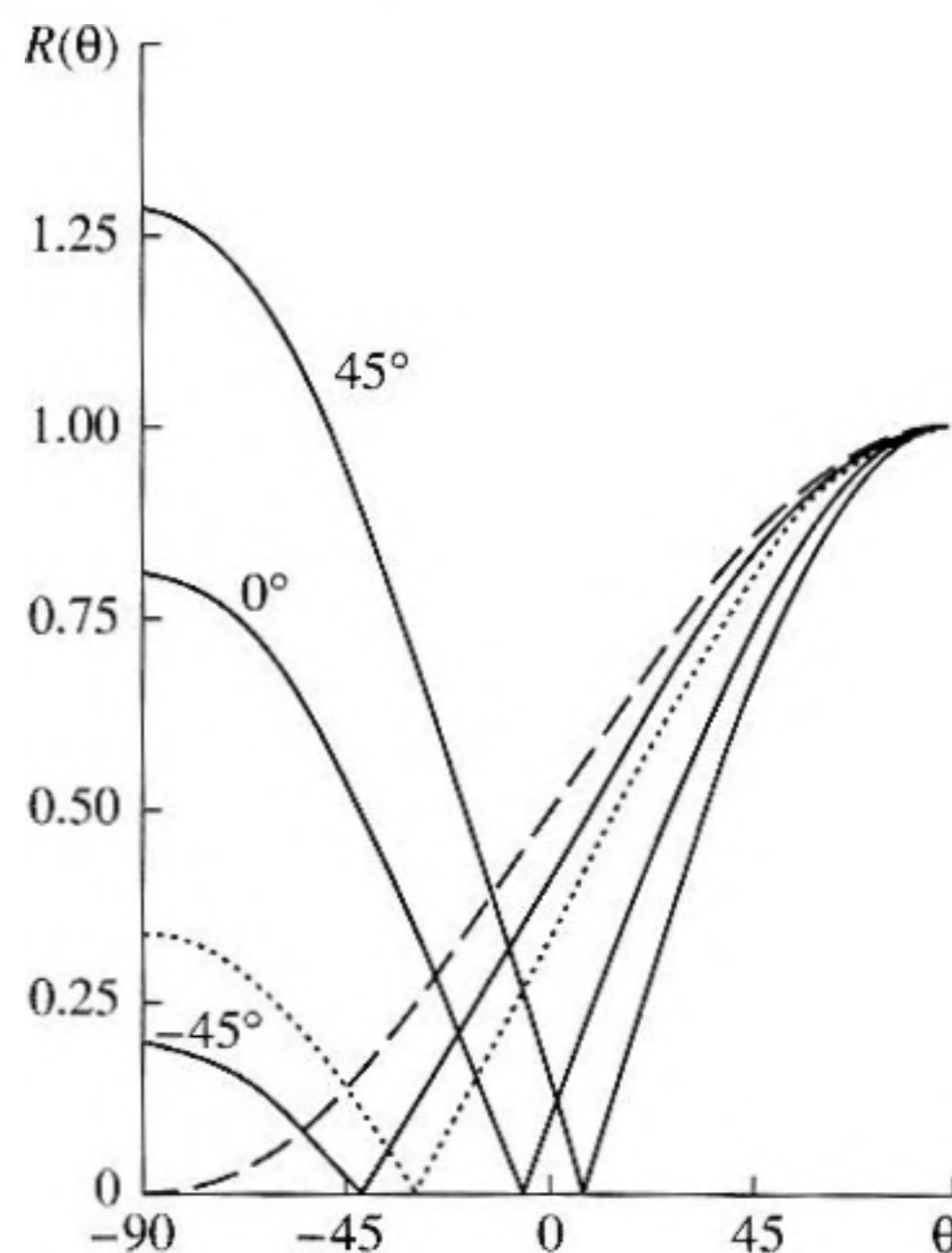


Рис. 5. Характеристика направленности в плоскости YOZ.

ной помехи, находящейся в тыльном полупространстве и в этом случае должно производиться более эффективно, чем при использовании кардиоидной схемы формирования характеристики направленности.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Клячкин В.И. Статистический анализ векторно-фазовых характеристик акустических полей и алгоритмы их регистрации // Акуст. журн. 2004. Т. 50. № 4. С. 516–523.
2. Benjamin A. Cray, Albert H. Nuttall Directivity factors for linear arrays of velocity sensors // JASA. 2001. 110(1), July. P. 324–331.
3. Gerald L. D'Spain Vector sensors and vector line arrays: Comments on optimal array gain end detection// JASA. 2006. 120(1), July. P. 171–185.
4. Щуров В.А., Щуров А.В. Помехоустойчивость гидроакустического комбинированного приемника// Акуст. журн. 2002. Т. 48. № 1. С. 110–119
5. Баскин В.В., Смартышев М.Д. Помехоустойчивость плоской антенны, состоящей из комбинированных приемников//Акуст. журн. 2008. Т. 54. №. 4. С.
6. Смартышев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. Л: "Судостроение". 1973, 280 с.
7. Смартышев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Справочник. Л: "Судостроение". 1984, 304 с.



# Maximization of Noise Immunity of a Two-Layer Hydroacoustic Antenna

M. D. Smaryshev

OAO Kontsern Okeanpribor, Chkalovskii pr. 46, St. Petersburg, 197376 Russia

e-mail: smarysheva\_lara@mail.ru

**Abstract**—A method of maximizing the noise immunity coefficient of a two-layer hydroacoustic antenna is proposed. An antenna consisting of two parallel linear arrays is considered as an example to estimate the gain in noise immunity achieved with the proposed algorithm against the cardioid-type connection of these arrays.



Рис. 1. Зависимость коэффициента помехоустойчивости от угла антенны.

антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны.

антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны.

1. Козлов В. В. Свойства антенны в области частоты. Доклад на конференции «Акустика», СПб, 2001. Т. 30. С. 216-217.

2. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

3. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

4. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

5. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

6. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

7. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

8. Гершкович Г. В. Антенны для линейных антенных решеток. М.: ЯЗАН, 2001. 110 с.

антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны. Расчет выполнен по формуле (1), в которой коэффициент  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  определен как отношение значений коэффициента  $K_{\text{ш}}(\alpha)$  при максимизации по сравнению с традиционным соединением антенны.