АКУСТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Том 38 1992 Вып. 6

УДК 621.372.8:621.391.26.

© 1992 г. Е.Ю. Городецкая, А.И. Малеханов, В.И. Таланов

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ПОДВОДНЫХ ЗВУКОВЫХ КАНАЛАХ

Теоретически исследуются возможности максимизации коэффициента усиления пространственной обработки частично-когерентных многомодовых сигналов в горизонтальной плоскости подводного звукового канала. На основе метода, заключающегося в определении ортогонального базиса амплитудно-фазовых распределений в модовом пространстве, анализируется эффективность линейной и квадратичной обработки сигналов в поле изотропных помех в зависимости от числа элементов антенны, масштаба межмодовых корреляций и взаимной ортогональности мод на приемной апертуре. Сделаны оценки максимального коэффициента усиления обработки, которые могут быть использованы при работе приемной антенны в конкретных сигнально-помеховых ситуациях, реализующихся в океанических волноводах.

Различным вопросам оптимизации пространственной обработки сигнально-помеховых полей в подводных звуковых каналах (ПЗК) посвящено значительное количество работ. В основу обсуждающихся в литературе алгоритмов положен общий (в смысле среды распространения) принцип оптимизации линейной пространственной обработки, заключающейся в согласованной фильтрации сигнала в сочетании с предварительным выбеливанием (декорреляцией) помех [1, 2]. Известно, однако, что с учетом факторов, приводящих к нарушению когерентных свойств сигнала, оптимальными оказываются более сложные алгоритмы квадратичной пространственной обработки [2, 3]. В работах [4, 5] указанные алгоритмы развиты применительно к обработке сигналов в плоскослоистых волноводах, обладающих регулярной модовой структурой. В настоящей работе на основе подхода, сформулированного в [4, 5], аналитически и численно моделируется задача, представляющая самостоятельный интерес, а именно – задача оптимизации пространственной обработки частично-когерентных многомодовых сигналов в горизонтальной плоскости ПЗК с помощью линейной антенной решетки (АР).

В качестве критерия оптимизации обработки определим максимизацию отношения сигнал/шум (ОСШ) q [3–5] (показателя качества обнаружения [2]), под которым понимается отношение отклонений уровня мощности на выходе процессора, вызванных появлением сигнала, к стандартному отклонению уровня мощности помех. Помехи будем считать гауссовыми с нулевым средним значением и некогерентными на апертуре АР. Последнее предположение, упрощая дальнейшее рассмотрение задачи, не является принципиальным, поскольку пространственное выбеливание помех может быть сделано в качестве предварительной обработки вне зависимости от когерентных свойств сигнала [1, 2]. Все пространственные распределения и ОСШ относятся к некоторой частоте спектра сигнально-помехового поля.

В работах [4, 5] было показано, что при сделанных предположениях оптимальная обработка, осуществляющая пространственную фильтрацию в базисе $(\lambda_p, \mathbf{m}_p)$ собственных векторов матрицы $M_S = \langle \mathbf{S}^* \mathbf{S}^t \rangle$ когерентности сигнала ($\mathbf{S}$ – вектор сигнала на входе АР, λ_p – собственные значения M_S), является, с учетом представления при-

нимаемых полей в виде суммы конечного числа M распространяющихся мод φ_m дискретного спектра $(m = 1, 2, \ldots, M)$, модовым фильтром в базисе $(\lambda_p, \mathbf{c}_p)$ матрицы $R_S K$:

$$\lambda_p \mathbf{c}_p = R_s K \mathbf{c}_p, \quad p = 1, 2, \ldots, r = \operatorname{rank} M_S \leqslant \min\{M, N\}. \tag{1}$$

Здесь матрица R_s – матрица $(M \times M)$ корреляций амплитуд a_m сигнальных мод $(R_{S\,mp} = \langle a_m^* a_p \rangle)$, матрица K – матрица $(M \times M)$ ортогональности мод на апертуре АР, состоящей из N элементов $(K_{mp} = \sum_{n=1}^{N} \varphi_m(n)\varphi_p^*(n))$, а сами векторы $\mathbf{c}_p$ есть модовые спектры собственных векторов $\mathbf{m}_p$ $(\mathbf{m}_p = \sum_{m=1}^{M} c_p(m)\varphi_m^*)$. В дальнейшем спектр λ_p будем считать упорядоченным и нормированным в смысле $\lambda_1 \geqslant \lambda_2 \geqslant \ldots \geqslant \lambda_r$, $\sum_p \lambda_p = 1$.

Отметим, что в горизонтальной плоскости ПЗК, являющегося двумерным волноводом, конечномерное модовое представление принимаемых полей требует дополнительных условий дискретизации пространственного спектра. Ограничимся случаем, когда источник сигнала находится под определенным углом θ, отсчитываемым от нормали к антенне. В данной постановке модовые векторы φ_m представляют собой вектор-фазоры плоских волн:

$$\varphi_m(n) = e^{-i\kappa_m x_n}, \quad S(n) = \sum_{m=1}^{M} a_m e^{-i\kappa_m x_n}, \quad n = 1, 2, \ldots, N, \tag{2}$$

где $\kappa_m = h_m \sin\theta$ – спектр проекций продольных волновых чисел h_m волновода на ось x антенны. Модовое "рассыпание" спектра κ_m эквивалентно соответствующему расширению дискретного углового спектра θ_m источников в свободном пространстве: $k \sin\theta_m = h_m \sin\theta$, где k – волновое число, при этом матрица R_S характеризует взаимные корреляции источников. Принципиальный момент постановки (2) заключается в отсутствии поперечного масштаба когерентности сигнального поля, появление которого есть результат флуктуаций углов прихода отдельных мод.

Перейдем теперь непосредственно к моделированию оптимальной обработки сигнала, модовая структура которого определяется в соответствии с (2), а матрица R_S межмодовых корреляций будет считаться заданной. Сначала остановимся на аналитических асимптотиках зависимостей ОСШ оптимальной линейной и квадратичной обработки от размеров апертуры АР при некоррелированных модах [5], которые дополним затем результатами численного моделирования, учитывающего частичную корреляцию мод.

Некоррелированность мод означает диагональность матрицы $R_S = \operatorname{diag} \nu_{S\,m}$, где $\nu_{S\,m} = \langle |a_m| \rangle^2$. В этом предельном случае оптимальная квадратичная обработка наиболее эффективна в сравнении с линейной при данном расположении элементов АР [4, 5], что указывает на важность его обсуждения. В целях упрощения анализа заменим АР непрерывной антенной, что является корректной процедурой при условиях $N \gg 1$ и малости межэлементного расстояния в АР по сравнению с масштабом биений сигнала (2). Опуская выкладки [5], приведем асимптотики оптимальных решений в двух случаях: $\Delta\kappa L_a/2 \ll M$ и $\Delta\kappa L_a/2 \gg M$ $(\Delta\kappa = \kappa_1 - \kappa_M$ – полная ширина модового спектра сигнала на антенне, L_a – длина антенны). Параметр $\Delta\kappa L_a$ определяет возможности пространственного разрешения мод антенной (элементы матрицы K в случае (2) совпадают с диаграммными множителями линейной фазированной антенны: $K_{mp} = (\Delta\kappa_{mp} L_a/2)^{-1} \sin(\Delta\kappa_{mp} L_a/2)$, где $\Delta\kappa_{mp} = \kappa_m - \kappa_p)$. Асимптотика решения при $\Delta\kappa L_a/2 \ll M$ соответствует случаю, когда моды с близкими номерами не разрешаются, т.е. матрица K существенно недиагональная, в то время как выполнение условия $\Delta\kappa L_a/2 > M$ означает полное разрешение мод (для слабо неэквидистантного спектра κ_m).

1. $\Delta\kappa L_a/2 \ll M$. В этом случае, заменяя суммирование по модам $(M \gg 1)$ интегри-

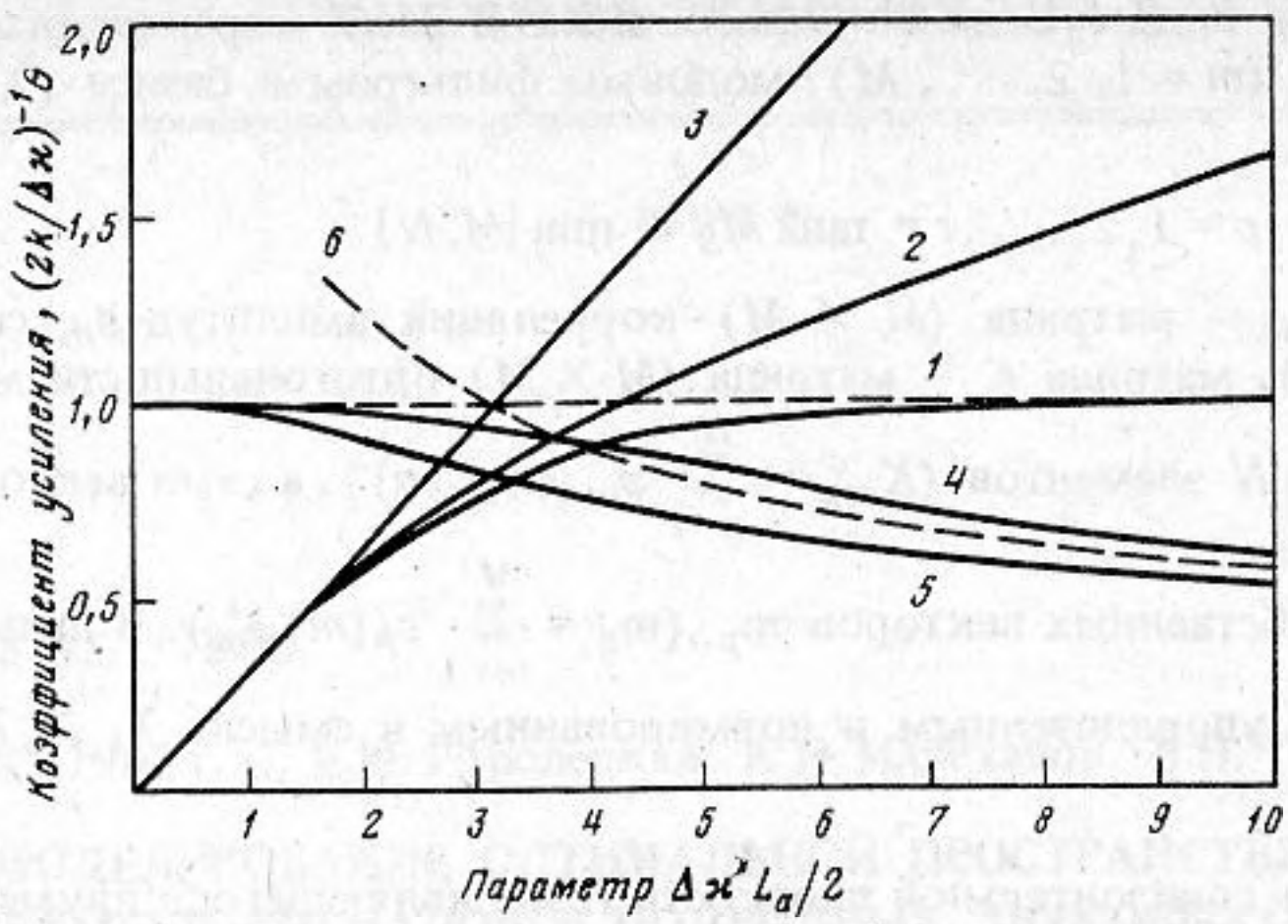

Рис. 1. Зависимость коэффициента усиления G обработки от параметра $\Delta\kappa L_a/2$ при некоррелированных модах: *1* – линейная обработка $G_{\rm lin}$; *2* – квадратичная обработка $G_{\rm opt}$ (*3*); *3* – согласованная обработка когерентного сигнала $G_{\max}$; *4* – отношение $G_{\rm lin}/G_{\rm opt}$; *5* – отношение $G_{\rm opt}/G_{\max}$; *6* – асимптотика $(2\pi/\Delta\kappa L_a)^{1/2}$

рованием по переменной κ_m и полагая $\nu_{S_m}|dm/d\kappa_m| \sim \mathrm{const}(m) = \sigma_s^2/\Delta\kappa$, где $\sigma_S^2 = \sum_m \nu_{S_m}$ – интенсивность сигнала, получаем для ОСШ оптимальной квадратичной обработки:

$$q_{\rm opt} \simeq \frac{\sigma_S^2}{\sigma_n^2}\left(\frac{2k}{\Delta\kappa}\right)\frac{1}{\pi}\left[2\Phi\left(\frac{\Delta\kappa L_a}{2}\right)\right]^{1/2}, \tag{3}$$

где σ_n^2 – интенсивность помех, функция $\Phi(z) = (1/2)\,[ci(2z) - \ln(2z) - C] + zSi(2z) - \sin^2 z$, $\Phi(z)|_{z\gg 1} \simeq \pi z/2$. Решение интегрального уравнения для определения $(q_{\rm lin}, c_1(\kappa_m))$ выражается через вытянутые сфероидальные функции и при условии $1 \ll \Delta\kappa L_a/2 \ll M$ имеем асимптотику:

$$q_{\rm lin} \simeq \frac{\sigma_S^2}{\sigma_n^2}\left(\frac{2k}{\Delta\kappa}\right), \quad c_1(\kappa_m) \sim \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\kappa_m - \kappa_0}{(\Delta\kappa)_0}\right)^2\right], \tag{4}$$

где $\kappa_0 = (\kappa_1 + \kappa_M)/2$, $(\Delta\kappa)_0 = (\Delta\kappa/L_a)^{1/2}$. На рис. 1 показаны зависимости ОСШ $q_{\rm opt}$, $q_{\rm lin}$, нормированных на величину $(2k/\Delta\kappa)(\sigma_S^2/\sigma_n^2)$, от безразмерного параметра $\Delta\kappa L_a/2$. Поскольку отношение σ_S^2/σ_n^2 представляет собой отношение интенсивностей сигнала и помех (в рассматриваемой модели постоянных вдоль апертуры), то величина $G = (\sigma_S^2/\sigma_n^2)^{-1}q$ является коэффициентом усиления антенны при данном способе обработки. Под $G_{\max} = 2L_a/\lambda$ понимается коэффициент усиления антенны с согласованной обработкой когерентного сигнала (полностью коррелированные моды). Видно, что на коротких апертурах ($\Delta\kappa L_a/2 \lesssim 1$) $G_{\rm lin} \simeq G_{\rm opt} \simeq G_{\max}$, поскольку антенна "не чувствует" декорреляцию мод в силу слабого разрешения модовой структуры. С ростом размеров апертуры зависимость $G_{\rm lin}(L_a)$ выходит на участок "насыщения" и начинает расти отношение $G_{\rm opt}/G_{\rm lin}$. Модовый спектр $c_1(\kappa_m)$ оптимальной линейной обработки при этом сужается и асимптотически становится гауссовым с шириной $(\Delta\kappa)_0 \ll \Delta\kappa$, сосредоточенным в средних (по κ_m) модах. Это означает, что эффективная длина антенны с линейной обработкой ограничена масштабом $L_c \sim 2\pi/\Delta\kappa$, совпадающим с масштабом когерентности многомодового сигнала (2)

при некоррелированных модах. Последний вывод об ограничении эффективных размеров апертуры представляется очевидным и следует из общей теории [3].

Рост отношения $G_{\rm opt}/G_{\rm lin}$ является следствием расширения спектра собственных значений λ_p и отвечающего ему пространственного спектра когерентных компонент $\mathbf{m}_p^*$ сигнального поля при $L_a \gtrsim L_c$ [4, 5]. В области значений $1 \ll \Delta\kappa L_a/2 \ll M$ имеем $G_{\rm max}:G_{\rm opt}:G_{\rm lin} \simeq (\Delta\kappa L_a/2\pi):(\Delta\kappa L_a/2\pi)^{1/2}:1$ или $G_{\rm opt} \simeq (G_{\rm max}G_{\rm lin})^{1/2} \simeq$ $\simeq (2k/\Delta\kappa)(\Delta\kappa L_a/2\pi)^{1/2}$. Отметим, что изображенные на рис. 1 зависимости $G(L_a)$ качественно носят универсальный характер в том смысле, что параметр $\Delta\kappa L_a/2\pi \sim$ $\sim L_a/L_c$ может относиться к другим моделям сигнального поля, например к плоской волне (отдельной моде в (2)) с флуктуирующим углом прихода.

2. $\Delta\kappa L_a/2 \gtrsim M$. В асимптотике полного разрешения мод, когда $\Delta\kappa_{mp}L_a \gtrsim 1$ для всех $m \neq p$, имеем следующие выражения для ОСШ:

$$q_{\rm lin} \simeq \sigma_n^{-2}\{\max_m(\nu_{S_m})\}\,\frac{2L_a}{\lambda},$$

$$q_{\rm opt} \simeq \sigma_n^{-2}\left\{\sum_m \nu_{S_m}^2\right\}^{1/2}\frac{2L_a}{\lambda}, \tag{5}$$

$$q_{\rm max} \simeq \sigma_n^{-2}\left\{\sum_m \nu_{S_m}\right\}\frac{2L_a}{\lambda} = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_n^2}\,\frac{2L_a}{\lambda}.$$

При условии $\nu_{S_m} \simeq$ const(m), из (5) следует физически очевидный результат $q_{\rm max}:q_{\rm opt}:q_{\rm lin} \simeq M:M^{1/2}:1$. Слабый рост $G_{\rm lin}(L_a) \simeq M^{-1}G_{\rm max}$ является следствием разрешения антенной дискретного спектра мод, однако, при $M \gg 1$ оценка $G_{\rm lin} \simeq$ $\simeq 2k/\Delta\kappa$ определяет по существу потенциальные возможности линейной обработки, а величина $G_{\rm opt}/G_{\rm lin} \simeq (\Delta\kappa L_a/2\pi)^{1/2}$ есть дополнительный выигрыш квадратичной обработки. Поскольку мы рассматривали случай полностью некоррелированных мод и при выводе (3), (4), пользовались условием $\nu_{S_m}|dm/d\kappa_m| \sim$ const(m), последний вывод относится к оценке снизу для $G_{\rm lin}$ и оценке сверху для $G_{\rm opt}/G_{\rm lin}$.

В целях обобщения результатов (3)–(5) на случай частично-коррелированных и сильно неэквидистантных мод проводилось численное моделирование задачи. Спектр h_m вычислялся по формуле для плоского изоскоростного волновода со свободной поверхностью и абсолютно жестким дном, число M распространяющихся мод являлось параметром. Качественно, сильная неэквидистантность спектра h_m изоскоростного волновода приводит к смещению "центра тяжести" матрицы K разрешения мод антенной в область низких мод (малые m и большие κ_m), что в свою очередь влияет на вид распределений $c_p(m)$ (1). Полезной представляется оценка числа элементов АР, необходимого для разрешения отдельных мод при $M \gg 1$:

$$N\sin\theta \gtrsim M^2 \quad \text{для} \quad m \sim 1,$$

$$N\sin\theta \gtrsim 2M \quad \text{для} \quad m\colon \left|\frac{dh_m}{dm}\right| \sim \frac{\Delta h}{M}, \tag{6}$$

$$N\sin\theta \gtrsim (2M)^{1/2} \quad \text{для} \quad m \sim M.$$

Для межмодовых корреляций была выбрана двухпараметрическая экспоненциальная модель $R_{S_{mp}} = \exp\{-[|m-p|/\Delta]^{\alpha}\}$, в которой параметр Δ определяет масштаб, а параметр α – крутизну "ступеньки" межмодовых корреляций. Мощности всех мод полагались равными: $\nu_{S_m} = 1$. Физическим обоснованием такой модели сигнала может служить модель ПЗК с крупномасштабными неоднородностями, декорреляция мод в котором происходит в результате флуктуаций разностей фаз модовых амплитуд [6, 7]. Равномерность энергетики мод, не являясь принципиальной, дает возможность для дальнейшей конкретизации модели. Межэлементное расстояние в АР полагалось $d = \pi/k$, число N элементов также являлось параметром. Моделирование проводилось

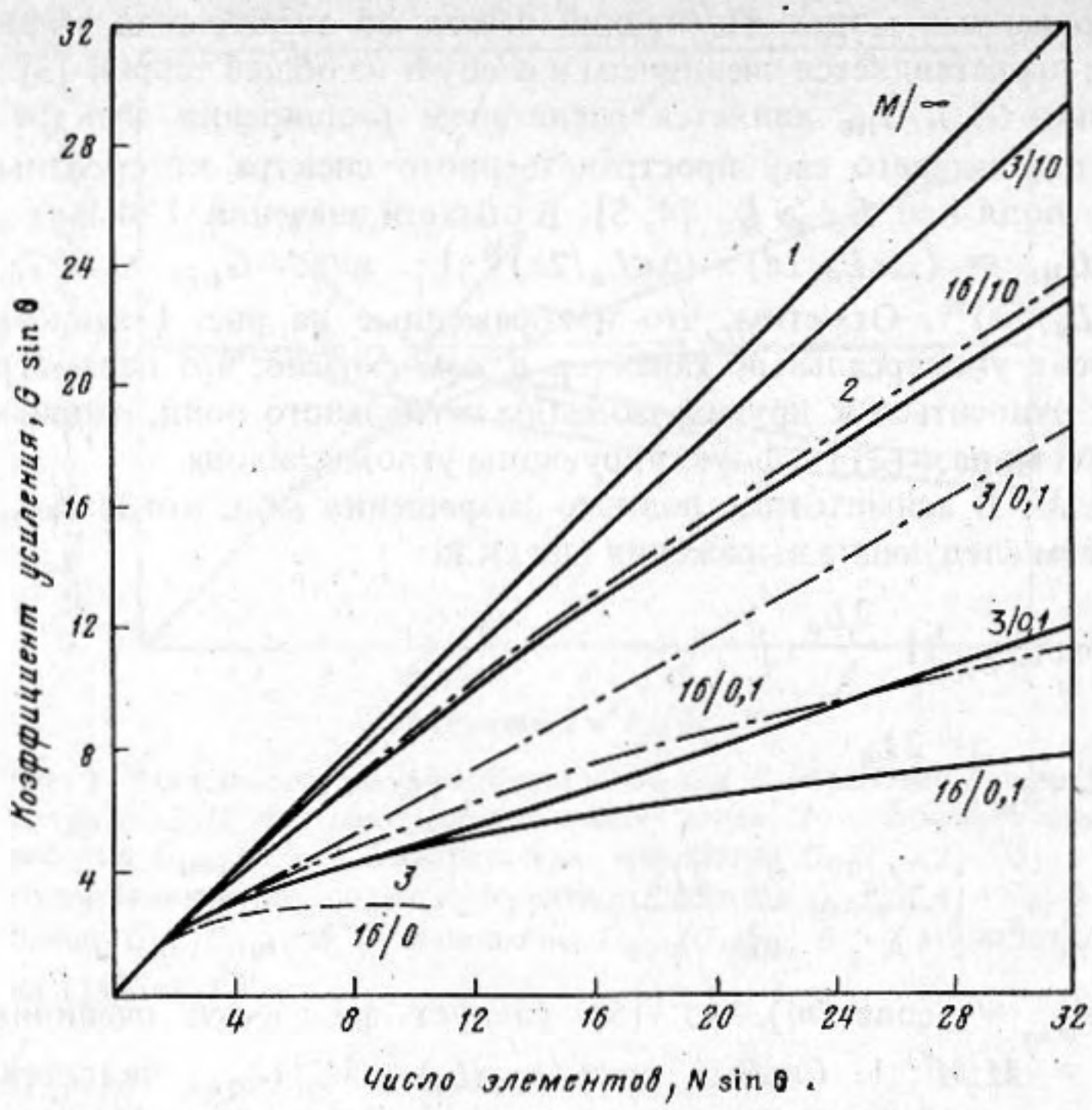

Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления G обработки от числа элементов N при различных M/Δ_{exp}; $1 - G_{lin}$; $2 - G_{opt}$; $3 - G_{lin}$ для случая некоррелированных ($\Delta = 0$) эквидистантных мод; параметр $\Delta = \infty$ отвечает $G_{max} = N$

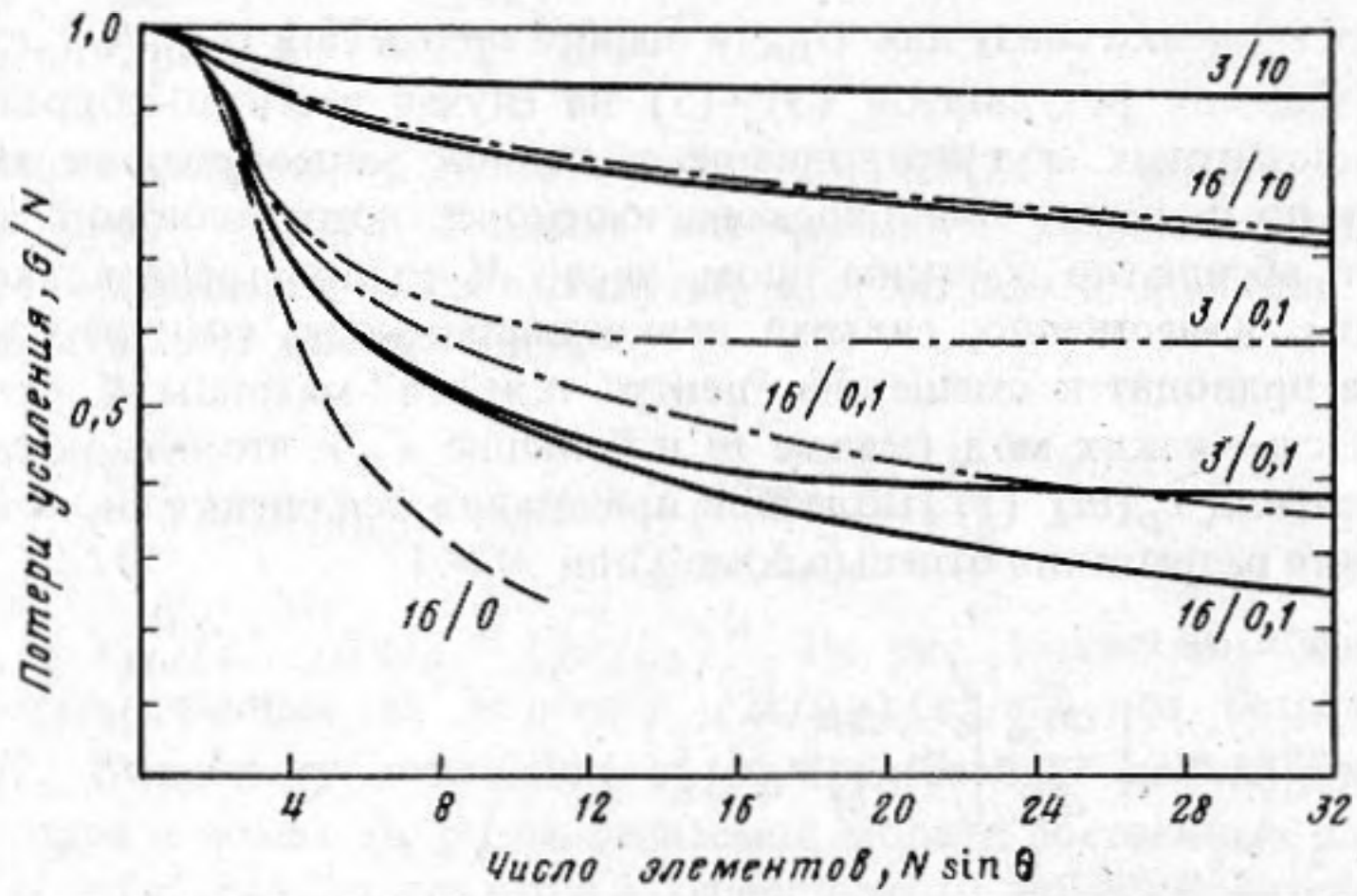

Рис. 3. Зависимость потерь усиления G/N обработки, соответствующих коэффициенту усиления рис. 2, от числа элементов N

в следующей области параметров: $M = 3, 16, 32$; $\Delta = 0{,}1, 1, 3, 10, 100$; $\alpha = 1\,(\exp)$, $2\,(\text{gauss})$, $\infty\,(\text{step})$; $N\sin\theta = 4, 8, 16, 32$. Определялся спектр собственных значений $\lambda_p(1)$ и связанные с ним характеристики обработки – ОСШ q и коэффициент усиления $G = (\sigma_S^2/\sigma_n^2)^{-1} q$ (с учетом межмодовых корреляций $\sigma_S^2 = \sigma_S^2(N)$ – средняя по апертуре интенсивность сигнала). Кроме того, определялись модовые спектры $\mathbf{c}_p(1)$ и мо-

N	3				16			
$N\sin\theta$	8		32		8		32	
Δ	1	10	1	10	1	10	1	10
$\frac{G_{\mathrm{lin}}(\Delta_{\mathrm{exp}})}{G_{\mathrm{lin}}(\Delta_{\mathrm{gauss}})}$	1,02	0,95	1,04	0,93	1,05	0,95	1,06	0,91
$\frac{G_{\mathrm{lin}}(\Delta_{\mathrm{exp}})}{G_{\mathrm{lin}}(\Delta_{\mathrm{step}})}$	0,74	0,93	0,68	0,92	1,0	0,87	0,80	0,79

довые диаграммы $\mathbf{F}_p$ [4, 5] оптимальной фильтрации. В подстановке (2) вектор $\mathbf{F}_p$ есть диаграмма направленности АР с распределением $\mathbf{m}_p$ в пространстве κ_m: $F_p(m) = \sum_n m_p(n)\exp(-i\kappa_m x_n)$. Параметры $(N\sin\theta, M, \Delta)$ специально выбирались таким образом, чтобы провести моделирование обработки в существенно различных, в смысле величины межмодовых корреляций и разрешающей способности АР, ситуациях. Значение параметра $\Delta = 0{,}1$ отвечает случаю некоррелированных мод.

Результаты моделирования позволяют достаточно подробно проанализировать зависимости коэффициентов усиления G_{lin}, G_{opt} от параметров задачи и сделать ряд практических выводов относительно возможностей оптимальной обработки частично-когерентных многомодовых сигналов.

1. Зависимости $G_{\mathrm{lin}}\sin\theta$, $G_{\mathrm{opt}}\sin\theta$ от величины $N\sin\theta$ при некоторых параметрах M/Δ_{exp} показаны на рис. 2. Видно, что сильная неэквидистантность спектра $\kappa_m \sim h_m$ приводит к отсутствию резко выраженного "насыщения" $G_{\mathrm{lin}}(N)$, характерного для $M \gg 1$, $\Delta \lesssim 1$ и эквидистантного (с учетом $\nu_{S_m} = \mathrm{const}(m)$) спектра мод (рис. 1 и пунктирная кривая на рис. 2, отвечающая (4) при $N\sin\theta \lesssim 10$). При нормальном падении сигнала ($\theta \to 0$) масштаб когерентности $L_c \to \infty$, а $G_{\mathrm{lin}} \simeq G_{\mathrm{opt}} \simeq N$ вне зависимости от масштабов межмодовой корреляции и спектра κ_m, что эквивалентно уменьшению N при больших θ. Рисунок 3 иллюстрирует потери усиления G_{lin}/N, G_{opt}/N, определенные по отношению к $G_{\max} = N$, которые характеризуют влияние декорреляции мод на эффективность обработки. Видно, что благодаря хорошему разрешению мод при $N\sin\theta \gtrsim 10$, $M = 3$ выполняется G_{lin}/N, $G_{\mathrm{opt}}/N \simeq \mathrm{const}(N)$, причем для $\Delta = 0{,}1$, $G_{\mathrm{lin}} \simeq 1/3$, $G_{\mathrm{opt}}/N \simeq 1/\sqrt{3}$ в соответствии с асимптотикой (5). Очевидно, с уменьшением отношения M/Δ возрастает эффективность линейной обработки, в то время как дополнительный выигрыш квадратичной обработки уменьшается: G_{lin}/N, $G_{\mathrm{opt}}/G_{\mathrm{lin}} \simeq 1$ при $M/\Delta \lesssim 1$. Это является результатом увеличения относительной мощности когерентной компоненты $(\lambda_1, \mathbf{m}_1^*, \mathbf{c}_1^*)$ сигнала.

2. Зависимость $G_{\mathrm{lin}}(\alpha)$, $G_{\mathrm{opt}}(\alpha)$ при фиксированных $(N\sin\theta, M, \Delta)$ оказывается слабой (см. таблицу). При $M \gg 1$ и $\Delta/M \ll 1$ величина $\alpha \gtrsim 1$ практически не влияет на эффективность обработки, что указывает на достаточность априорной информации относительно когерентных свойств сигнала, заключающейся только в оценке масштаба Δ межмодовых корреляций. В маломодовых ситуациях модель межмодовых корреляций требует уточнения, особенно в случае хорошего разрешения модовой структуры. Однако и в этом случае относительная погрешность составляет величину $\lesssim 0{,}3$. Соответствующие расхождения для $G_{\mathrm{opt}}(\alpha)$ оказываются еще меньше, поскольку $G_{\mathrm{opt}} \sim \{\sum_p \lambda_p^2\}^{1/2}$ и менее чувствительно к деталям распределения λ_p, чем $G_{\mathrm{lin}} \sim \lambda_1$.

3. Распределения $|c_p(m)|$ и $|F_p(m)|$, позволяющие дать физическую интерпретацию полученных решений, показаны на рис. 4, 5 при некоторых значениях параметров $(N\sin\theta, M, \Delta_{\mathrm{exp}})$. Рисунок 4 иллюстрирует характерный эффект "сканирования" парциальных модовых спектров и диаграмм в модовом пространстве. Это означает, что когерентные компоненты $(\lambda_p, \mathbf{m}_p^*, \mathbf{c}_p^*)$ сигнала формируются существенно разными

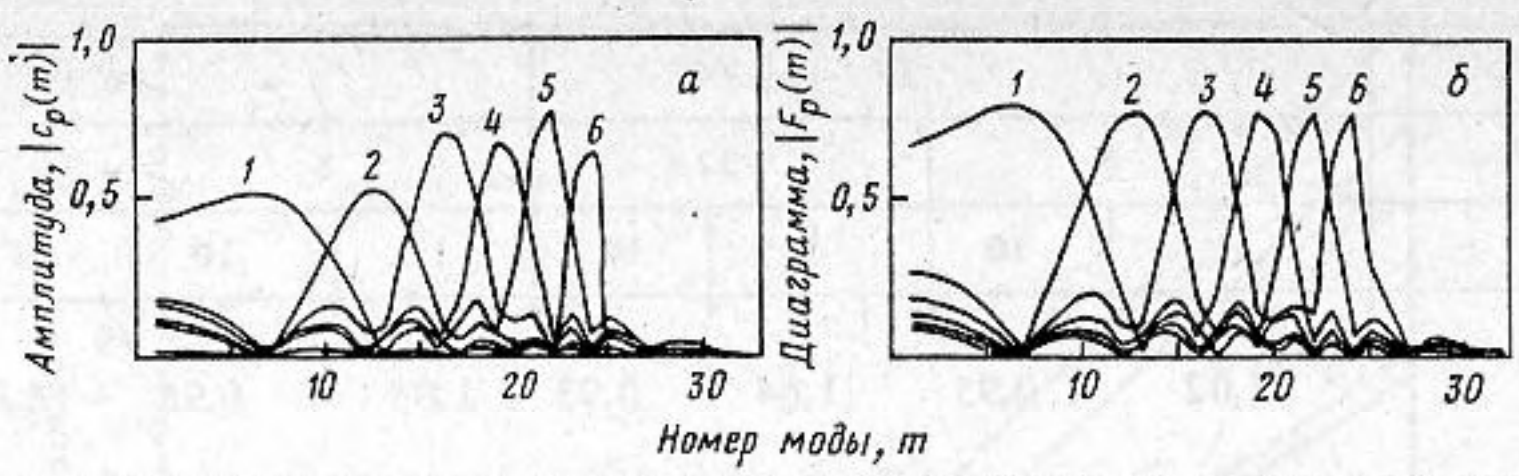

Рис. 4. Модули модовых амплитуд $|c_p(m)|$ (*а*) и модовых диаграмм $|F_p(m)|$ (*б*) оптимальной обработки при параметрах $N\sin\theta = 32$, $M = 32$, $\Delta_{\exp} = 0{,}1$: *1* – $p = 1$, $\lambda_1 = 0{,}27$; *2* – $p = 2$, $\lambda_2 = 0{,}15$; *3* – $p = 3$, $\lambda_3 = 0{,}11$; *4* – $p = 4$, $\lambda_4 = 0{,}09$; *5* – $p = 5$, $\lambda_5 = 0{,}07$; *6* – $p = 6$, $\lambda_6 = 0{,}06$

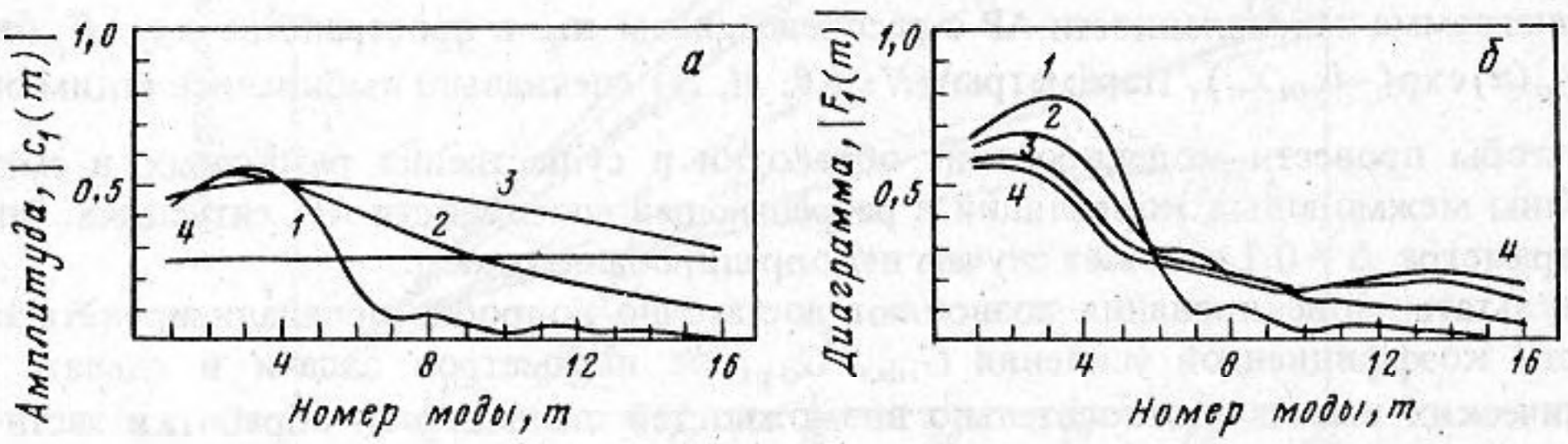

Рис. 5. Модули модовых амплитуд $|c_1(m)|$ (*а*) и модовых диаграмм $|F_1(m)|$ (*б*) оптимальной обработки при параметрах $N\sin\theta = 32$, $M = 16$: *1* – $\Delta_{\exp} = 0{,}1$; $\lambda_1 = 0{,}25$; *2* – $\Delta_{\exp} = 3$, $\lambda_1 = 0{,}51$; *3* – $\Delta_{\exp} = 10$, $\lambda_1 = 0{,}72$; *4* – $\Delta_{\exp} = 100$, $\lambda_1 = 0{,}96$

группами мод. Уменьшение собственных значений λ_p с ростом номера p является результатом сужения главных "лепестков" соответствующих распределений $|c_p(m)|$, $|F_p(m)|$, что, в свою очередь, объясняется "разреженностью" высоких мод изоскоростного ПЗК.

Таким образом, оптимальная линейная обработка, согласованная с наиболее мощной компонентой (λ_1, $\mathbf{m}_1^*$, $\mathbf{c}_1^*$) сигнала, является пространственным (модовым) фильтром низких мод. При слабых межмодовых корреляциях ($\Delta/M \ll 1$) присутствие в сигнале разрешаемых мод высоких номеров приводит к расширению спектра λ_p и уменьшению эффективности линейной обработки (рис. 3). Оптимизируя модовый состав сигнального поля с помощью излучающей АР [8] таким образом, чтобы вся энергетика сигнала оказалась сосредоточенной в неразрешаемых низких модах (удовлетворяющих условию $\Delta\kappa_{1m} \lesssim 2\pi/Nd$), можно существенно повысить λ_1 и эффективность линейной обработки. Не останавливаясь сейчас более подробно на этом вопросе, отметим, что подобный подход к задаче адаптации приемно-излучающих систем в случайно-неоднородных волноводах принципиально связан с широким дискретным пространственным спектром сигнального поля (многомодовостью) и поэтому не имеет аналогов в свободном пространстве.

Влияние масштаба Δ межмодовых корреляций на "полосу пропускания" оптимальной линейной фильтрации $c_1(m)$ и соответствующую ей ширину главного максимума парциальной диаграммы $F_1(m)$, показано на рис. 5. Отметим, что при $\Delta \lesssim 1$ число мод M_1, формирующих компоненту (λ_1, $\mathbf{m}_1^*$, $\mathbf{c}_1^*$) сигнала, совпадает с оценкой числа неразрешаемых мод по первому нулю функции $|K_{1m}(\Delta\kappa_{1m}Nd/2)|$ для указанных (N, M) ($M_1 \simeq 12$ на рис. 4,*а* и $M_1 \simeq 6$ на рис. 5,*а*). При $\Delta > M$ $|c_1(m)| \approx \mathrm{const}(m)$, поскольку предполагалась равномерность энергетического спектра сигнальных мод.

Таким образом, аналитическое и численное моделирование оптимальной пространственной обработки в горизонтальной плоскости ПЗК указывает на принципиальное значение априорной информации о характере распространения сигналов (модовой

структуре и порядков межмодовых корреляций) для анализа потенциальных возможностей алгоритмов обработки и оценки влияния различных эффектов "рассогласования" опорной модели с реальными полями. Одним из таких эффектов, как отмечалось выше, являются флуктуации углов прихода мод, определяющие поперечный масштаб когерентности сигнала. При переходе к вертикальным апертурам появляются дополнительные возможности, связанные с оптимизацией размещения элементов АР в области локализации наиболее мощных и (или) коррелированных сигнальных мод.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С.* Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. 240 с.
2. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. *Лаваль Р., Лабаск И.* Влияние неоднородностей и нестабильности среды на пространственную и временную обработку сигналов // Подводная акустика и обработка сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Л. Бьерне. М.: Мир, 1985. С. 43.
4. *Малеханов А.И., Таланов В.И.* Об оптимальном приеме сигналов в многомодовых волноводах // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 5. С. 891–897.
5. *Малеханов А.И.* Об оптимальной пространственной обработке сигналов в многомодовых волноводах: Препринт № 266. Горький: ИПФ АН СССР, 1990. 30 с.
6. *Вировлянский А.Л., Костерин А.Г., Малахов А.Н.* Флуктуация мод в каноническом подводном звуковом канале // Акуст. журн. 1989. Т. 35. № 2. С. 229–235.
7. *Артельный В.В., Раевский М.А.* Межмодовые корреляции акустического поля в волноводе со случайными объемными неоднородностями // Акуст. журн. 1989. Т. 35. № 5. С. 774–778.
8. *Таланов В.И.* О синтезе антенн в многомодовых волноводах // Изв. вузов. Радиофизика. 1985. Т. 28. № 7. С. 872–879.

Институт прикладной физики
Российской академии наук

Поступила в редакцию
14.01.91

E.Yu. Gorodetskaya, A.I. Malekhanov, V.I. Talanov

SIMULATION OF PROCESSING OF OPTIMAL ARRAY SIGNAL IN UNDERWATER SOUND CHANNELS

The theoretical gain limitations of the signal of a horizontal line array in an underwater sound channel are investigated on the basis of the normal mode propagation model. The orthogonal signal expansion in the mode space is used to simulate the performance of the optimal linear and quadratic array processors over a wide range of conditions determined by modal covariances and reciprocal orthogonality of mode shapes over the array. The simulation results illustrate the matching of long-range acoustic propagation to the detection performance.