

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ПРИНИМАЕМЫХ ГОРИЗОНТАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ В КАНАЛЕ МЕЛКОГО МОРЯ СО ВЗВОЛНОВАННОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

© 2019 г. Н. А. Завольский^а, А. И. Малеханов^{а, *}, М. А. Раевский^а

^аФедеральный исследовательский центр “Институт прикладной физики Российской академии наук” (ИПФ РАН)
ул. Ульянова 46, Нижний Новгород, 603950 Россия

*e-mail: almal@appl.sci-nnov.ru

Поступила в редакцию 30.04.2019 г.

После доработки 30.04.2019 г.

Принята к публикации 07.05.2019 г.

Представленное в работе [1] исследование влияния особенностей распространения низкочастотного акустического сигнала в канале мелкого моря в условиях развитого ветрового волнения на характеристики горизонтальной фазированной антенной решетки (ФАР) продолжено с целью сравнительного анализа эффективности различных методов пространственной обработки сигналов. Основное внимание уделено количественным оценкам дополнительного выигрыша оптимальной обработки по величине коэффициента усиления антенны в сравнении со стандартным методом ФАР, компенсированной в направлении на источник сигнала, в зависимости от основных параметров задачи – направления на источник и расстояния до него, скорости ветра, волновых размеров антенны. Численное моделирование выполнено для гидрологических условий, характерных для Баренцева моря в зимний период, частоты сигнала 250 Гц и в широком интервале расстояний до 500 км. Показано, что дополнительный выигрыш оптимизации обработки может меняться в широких пределах (от долей до нескольких дБ), при этом эффективность ФАР также варьирует в широких пределах и может иметь немонотонную зависимость от дистанции.

Ключевые слова: подводный звуковой канал, мелкое море, ветровое волнение, пространственная обработка сигналов, функция когерентности, коэффициент усиления антенны, фазированная антенная решетка, оптимальная пространственная обработка

DOI: 10.1134/S0320791919050198

ВВЕДЕНИЕ

При исследовании эффективности методов пространственной обработки акустических сигналов удаленных источников в реальных океанических условиях необходимо совместно учитывать два основных физических фактора, принципиально отличающих такую постановку от аналогичной для условий однородного свободного пространства. Первый фактор заключается в расширении пространственного спектра сигнала, обусловленном волноводным характером его распространения в подводном звуковом канале (ПЗК); второй – в появлении растущих с дистанцией флуктуаций сигнала, обусловленных многократным рассеянием звука на случайных неоднородностях водной толщи канала и (или) случайных неровностях его границ. В диапазоне относительно низких частот, применительно к которым общепринятым является модовое описание звукового поля, исследование заключается

в анализе влияния ослабления пространственных корреляций (когерентности) полезного сигнала дискретного модового спектра на выходные характеристики приемной антенной решетки (АР), которые зависят от выбранного метода обработки сигнала. Поскольку рост волнового размера АР предполагает повышение ее эффективности как пространственного фильтра полезного сигнала на фоне шумов и помех, практически важным становится рассмотрение сценария пространственной обработки частично-когерентного модового сигнала и количественная оценка ожидаемых потерь ее эффективности в такой ситуации. Термин “частичная когерентность” в данном контексте означает, что пространственный масштаб когерентности сигнала на входе АР может быть сравнимым или меньше (и даже много меньше) размера АР. Именно в таких ситуациях можно ожидать наиболее заметной “иерархии” методов пространственной обработки, в различ-

ной степени учитывающих отмеченные принципиальные особенности формирования сигнального поля на входе АР. В свою очередь, используемый нами термин “пространственная обработка” указывает на то, что данная постановка ограничена случаем узкополосных сигналов, пространственные характеристики которых слабо зависят от частоты в пределах рабочего диапазона. Расширение полосы частот влечет за собой переход к более общему сценарию пространственно-временной обработки, когда необходимо учитывать частотную зависимость пространственных фильтров в отдельных узких полосах и зависимость выходных характеристик процессора АР от метода накопления их выходных сигналов.

Особый интерес представляет анализ возможностей оптимальной пространственной обработки, обладающей наибольшей эффективностью в смысле достижения максимальных значений выходных характеристик АР, и ее сопоставление с более простыми методами, в меньшей степени учитывающими, или совсем не учитывающими специфические эффекты распространения сигнала в случайно-неоднородном океаническом волноводе. При таком сравнительном анализе можно дать реалистичный прогноз потенциального выигрыша АР больших волновых размеров, который может быть реализован в конкретной области параметров, характеризующих условия распространения и приема сигналов.

Влияние первого из указанных факторов, характерного для регулярных плоскостойких волноводов, применительно к горизонтальным антеннам достаточно подробно исследовано в работах В.А. Елисеевнина и ряда других авторов (см. например, [2–6]). Оно сводится, по существу, к интерференции парциальных откликов АР на отдельные модовые компоненты принимаемого сигнала, каждая из которых характеризуется определенным (зависящим от номера моды) фазовым распределением вдоль АР. Оптимизация пространственной обработки в такой ситуации заключается в построении согласованного фильтра сигнала со сложным пространственным спектром, содержащим набор таких модовых компонент с различными интенсивностями (зависящими от начальных коэффициентов возбуждения мод источником) и взаимными фазовыми сдвигами (зависящими от расстояния до источника). Такой сценарий оптимального приема многомодового сигнала также хорошо разработан, в основном, применительно к задаче локализации источника в ПЗК, включая оценку негативного влияния тех или иных физических механизмов “рассогласования” обработки, т.е. отличий опорной (модельной или эмпирической) реплики сигнала на входе АР от принимаемого сигнала [7, 8]. В контексте нашего обсуждения важно, что пространственный масштаб когерентности сигнала

сохраняется при этом большим в сравнении с размерами АР. Последнее не означает, что фазовые набегги отдельных мод не могут испытывать случайных флуктуаций, но они в таком случае должны быть “дружными” (взаимно-коррелированными), следовательно, должны сохраняться фазовые сдвиги между отдельными модами и когерентность сигнала в целом.

Что же касается второго фактора, то последовательный учет влияния статистических эффектов распространения многомодового сигнала приводит к необходимости рассмотрения более сложных методов обработки, которые учитывают, помимо регулярной дискретизации пространственного спектра, ослабление когерентности сигнала на элементах протяженной АР [9–11]. Физически очевидно, что это влияние может оказаться наиболее существенным на таких расстояниях до источника, для которых характерным оказывается значительное “накопление” статистических эффектов по трассе, достаточное для выполнения указанного выше соотношения масштаба когерентности сигнала и размера АР. Полученные ранее результаты модельных расчетов указывают на то, что методы пространственной обработки сигналов могут быть весьма заметно подвержены влиянию статистических эффектов дальнего распространения звука в ПЗК. В целом, однако, вопросы анализа методов пространственной обработки многомодовых сигналов в условиях их ограниченной когерентности разработаны в значительно меньшей степени. Возможно, отчасти это связано с отсутствием универсальных (подходящих для каналов разного типа и различных сезонных условий) моделей пространственных спектров самих случайных неоднородностей, которые необходимы для реалистичных расчетов функций когерентности сигналов и на их основе — для количественного прогноза характеристик АР. Например, известный эмпирический спектр Гаррета–Манка [12] для таких важных, с точки зрения влияния на распространение звука в ПЗК, объемных неоднородностей как фоновые внутренние волны, считается достаточно надежным только для глубокого океана, в то время как для каналов мелкого моря аналогичные обобщенные модели не известны. Для случайных возмущений свободной поверхности под действием ветра, учет которых необходим для открытых к поверхности каналов, известен целый ряд модельных спектров, применимость которых для конкретных океанологических условий также является дискуссионной [13, 14]. Кроме того, хорошо известная и существенная специфика звуковых каналов мелкого моря связана с необходимостью учета взаимодействия звука с донными породами, геоакустические характеристики которых известны, как правило, весьма приблизительно [15].

В недавней работе [1] нами рассмотрен вопрос о влиянии развитого ветрового волнения на характеристику направленности и коэффициент усиления (выигрыш) горизонтальной ФАР в канале мелкого моря. На основе развитой ранее теоретической модели функции пространственной когерентности сигнала точечного источника в горизонтальной плоскости мелководного канала со взволнованной поверхностью были продемонстрированы численно деградация функции углового отклика и потери усиления ФАР в той области параметров, которые соответствуют “накопленным” эффектам распространения. В данной работе мы продолжаем это исследование, акцентируя внимание на сравнительном анализе различных методов пространственной обработки сигнала и реалистичных оценках дополнительного выигрыша АР с оптимальной обработкой над стандартным методом ФАР. В качестве критерия эффективности обработки рассматривается коэффициент усиления АР, который определяется величиной отношения выходного отношения сигнал/шум (ОСШ) АР к входному ОСШ на отдельном элементе (или среднему по элементам в случае вариативности этих величин). С практической точки зрения, подобные расчеты представляются полезными для прогнозирования эффективности АР больших волновых размеров в условиях мелкого моря и открытых к поверхности каналов. Такие условия достаточно характерны для многих морских акваторий, к примеру, для акваторий северных морей РФ.

В данной статье мы ограничимся рассмотрением ситуации приема сигнала удаленного источника на фоне пространственно-белого шума, т.е. не будем касаться тех важных аспектов оптимизации пространственной обработки, которые связаны с учетом анизотропного характера шумового поля океана и полей локализованных источников помех. В общем случае, как известно, полный “ресурс” оптимизации обработки определяется повышением эффективности не только пространственного накопления сигнала с учетом его когерентных свойств на входе АР, но и подавления наиболее интенсивных анизотропных компонент шумового поля (в совокупности всех его источников) [7]. Для горизонтальных АР в ПЗК появление таких компонент обусловлено прежде всего дополнительными локализованными источниками сравнимой с сигнальным источником интенсивности (тем более, превосходящей ее), в то время как анизотропия собственных шумов океана является менее выраженной, хотя и существенной в условиях анизотропного ветра [16]. Особенно важным вопрос совместной оптимизации обработки сигнально-помехового поля становится в случае слабого (по уровню входного ОСШ) полезного сигнала, когда выигрыш оптимизации “по помехам” может существенно пре-

восходить фактор потерь усиления, обусловленных ослаблением когерентности сигнала. Для протяженных горизонтальных АР такая возможность представляется вполне ожидаемой и даже очевидной, поскольку ранее подобные случаи демонстрировались для вертикальных АР в условиях выраженной анизотропии вертикального углового спектра собственных шумов океана [17–19].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ

В целом используемая нами модель формирования звукового поля полезного сигнала на входе горизонтальной АР, расположенной на некоторой заданной глубине в канале мелкого моря, совпадает с моделью, представленной в предыдущей работе [1]. Предполагается, что канал распространения представляет собой плоскостойкий волновод с некоторым заданным профилем скорости звука в водном слое, под которым располагается слоистое полупространство донных пород. Теоретический анализ и моделирование проводятся для заданной частоты звукового поля в диапазоне первых сотен Гц, наиболее интересном с учетом возможности дальнего распространения звука в ПЗК на расстояния до нескольких сотен километров. Очевидно, что именно на значительных удалениях от источника можно ожидать наиболее существенного проявления статистических эффектов распространения и той “иерархии” методов обработки сигнала, которая этими эффектами определяется.

Опираясь на хорошо известное модовое представление звукового поля удаленного тонального источника в океаническом волноводе, поле давления на произвольной глубине z точки наблюдения в водном слое запишем в виде:

$$P(r, z, t) = \sum_p \frac{a_p \Phi_p(z)}{\sqrt{k_p r}} e^{i(k_p r - \omega t - \frac{\pi}{4})}. \quad (1)$$

Здесь $a_p(r, t)$ – модовые амплитуды, $\Phi_p(z)$ – ортонормированные собственные функции невозмущенного волновода, k_p – продольные волновые числа мод, ω_0 – частота излучения, r – горизонтальное расстояние от источника до точки наблюдения. В отсутствие ветрового волнения и других случайных возмущений канала распространения, модовые амплитуды являются детерминированными величинами и определяются, с точностью до численного коэффициента и множителя, зависящего от мощности излучения, только глубиной источника z_s : $a_p = \Phi_p(z_s)$. С учетом ветрового волнения свободная поверхность волновода становится случайной функцией горизонтальных координат (x, y) и времени t , обозначаемой в дальнейшем $\zeta(x, y, t)$. Модовые амплитуды при этом также становятся случайными функци-

ями тех же переменных (x, y, t) , что приводит к ограничению когерентности суммарного сигнала (1).

Поскольку в основе анализа выходных характеристик АР с тем или иным методом пространственной обработки лежат матрицы взаимных пространственных корреляций (матрицы когерентности) принимаемых сигналов, перейдем далее к расчету функции когерентности сигнала (1) при горизонтальном разнесении точек наблюдения:

$$\langle P(r_1, z, t) P^*(r_2, z, t) \rangle = \sum_{p,q} \langle a_p(r_1, t) a_q^*(r_2, t) \rangle \times \frac{\Phi_p(z) \Phi_q(z)}{\sqrt{k_p k_q r_1 r_2}} e^{i(k_p r_1 - k_q r_2)}, \quad (2)$$

где $\langle \dots \rangle$ означает операцию статистического усреднения по ансамблю реализаций случайной функции $\zeta(x, y, t)$. Видно, что ключевой момент здесь заключается в расчете функции взаимной корреляции модовых амплитуд: $\langle a_p(r_1, t) a_q^*(r_2, t) \rangle$.

Если такие корреляции сохраняются в случайно-неоднородном канале хотя бы частично для заметного количества мод (например, для мод близких номеров), то звуковое поле имеет разномасштабную интерференционную структуру. На практике это означает слабую предсказуемость зависимости интенсивности сигнала и связанных с ней характеристик АР от расстояния до источника. Имея в виду расстояния, намного превышающие характерные (для заданного волновода) масштабы интерференции мод, мы ограничимся анализом функции когерентности (2), усредненной по "остаточной" (в смысле частичных межмодовых корреляций) интерференционной структуре. Такой анализ представляется наиболее важным с прикладной точки зрения, если рассматривать большой диапазон возможных расстояний до источника и ставить задачу получения пространственно-усредненного прогноза эффективности обработки принимаемого сигнала, не конкретизируя местоположение АР относительно источника. Дополнительный аргумент в пользу такой постановки заключается в том, что с ростом дистанции происходит хорошо известное естественное ослабление интерференционной структуры в результате совместного влияния эффектов случайной расфазировки модовых амплитуд $a_p(r, t)$ и обеднения спектра энергонесущих сигнальных мод вследствие их неравномерного затухания в канале.

Для описания "сглаженных" в указанном смысле функций когерентности на входе АР достаточно ограничиться однократным суммированием по номерам мод в выражении (2) и расчетом автокорреляционных функций мод с поперечным (относительно горизонтальной оси x , соединяющей источник и центр АР) разнесением точек наблюдения, обозначаемым через ρ :

$$N_p(\rho, x) = \left\langle a_p\left(-\frac{\rho}{2}, x\right) a_p^*\left(\frac{\rho}{2}, x\right) \right\rangle. \quad (3)$$

Для расчета функций (3) в волноводе с нерегулярной границей ранее было получено уравнение переноса, которое в случае изотропного волнения и малых значений параметра Рэлея для всех мод, испытывающих рассеяние на взволнованной поверхности, имеет вид [20]:

$$\frac{\partial N_p(\rho, x)}{\partial x} = \sum_q W_{pq}(\rho, x) N_q(\rho, x) - 2(\gamma_p + \text{Im } k_p) N_p(\rho, x). \quad (4)$$

Здесь W_{pq} – вероятность перехода, описывающая эффект взаимного обмена интенсивностями мод дискретного спектра (рассеяние энергии из моды в моду); γ_p – декремент затухания когерентной модовой компоненты $\langle a_p \rangle$, в котором учтено рассеяние энергии данной моды во все другие моды дискретного и сплошного спектров, $\text{Im } k_p$ – мнимая часть продольного волнового числа моды, обусловленная потерями энергии моды в донных породах. В свою очередь, функции γ_p и W_{pq} выражаются через двумерный пространственный спектр ветрового волнения $B_\zeta(k_x, k_y)$:

$$\gamma_p = \frac{1}{2k_p} \left(\frac{d\Phi_p}{dz} \right)^2 \int_0^{k_0} \eta \sqrt{k_0^2 - \eta^2} d\eta \times \int_{-\pi}^{\pi} B_\zeta(k_p - \eta \cos \varphi, \eta \sin \varphi) d\varphi, \quad (5)$$

$$W_{pq}(\rho, x) = \frac{\pi}{2k_p k_q} \left(\frac{d\Phi_p}{dz} \right)^2 \left(\frac{d\Phi_q}{dz} \right)^2 \times \int_{-\infty}^{+\infty} B_\zeta(k_p - k_q, k_y) \cos\left(k_y \frac{x}{R} \rho\right) dk_y, \quad (6)$$

где $d\Phi_p/dz$ – производная собственной функции волновода на невозмущенной поверхности $z = 0$, $k_0 = \omega_0/c(0)$ – опорное волновое число звуковой волны. Отмеченное выше условие малости параметра Рэлея означает выполнение неравенства, отвечающего условию малости эффекта однократного рассеяния:

$$k_0 \sqrt{\langle \zeta^2 \rangle} \sin \theta_p \ll 1, \quad (7)$$

где θ_p – угол скольжения волны Бриллюэна, соответствующей данной моде, на поверхности $z = 0$. Для типичных (не слишком больших) скоростей ветра в пределах ~ 15 м/с и частот не выше ~ 300 Гц величина $k_0 \sqrt{\langle \zeta^2 \rangle} \ll 1$, и тогда с учетом малости углов скольжения для слабозатухающих мод условие (7) можно полагать физически оправданным. Фактически, в таких условиях имеет значение только многократное рассеяние на больших ди-

станциях, приводящее к отмеченному выше “накоплению” эффекта ослабления когерентности сигнала.

Подчеркнем, что уравнения (4)–(6) позволяют учесть основные эффекты рассеяния звуковой энергии, обусловленные ветровым волнением с заданным (модельным или установленным экспериментально) пространственным спектром $B_{\zeta}(k_x, k_y)$ и неравномерным затуханием мод в донных породах. Эти эффекты приводят к существенной эволюции автокорреляционных функций отдельных мод по трассе распространения, а вместе с ней – к эволюции результирующей функции когерентности многомодового сигнала.

Перейдем далее к анализу характеристик приемной АР в зависимости от выбранного метода пространственной обработки сигнала на фоне шумов. Будем считать, что АР состоит из N элементов, расположенных эквидистантно в горизонтальной плоскости канала на глубине z_A , и ориентирована под углом β к направлению на источник, стандартно отсчитываемым от нормали к антенне. Расстояние между источником и центром АР вдоль оси x обозначается R . Для количественной оценки (критерия) эффективности методов обработки сигналов в АР мы используем величину коэффициента усиления G , которая стандартно определяется как величина выходного отношения сигнал/шум (ОСШ), отнесенная к величине входного ОСШ (на отдельном элементе), и часто называется поэтому антенным выигрышем. Именно эта величина характеризует эффективность АР как пространственного фильтра входных сигналов, позволяющего добиться повышения вероятностных характеристик обнаружения сигнала удаленного источника на фоне шумов.

С учетом заданного расположения приемников, полученная выше функция когерентности многомодового сигнала позволяет рассчитать для него нормированную матрицу когерентности в области параметров, характеризующих условия распространения сигнала и положение источника относительно АР. Расчетное выражение для элементов этой матрицы размера $(N \times N)$, отвечающих произвольной паре приемников с номерами n, m , имеет вид:

$$N_{mn}(R) = \frac{\sum_p \frac{\Phi_p^2(z_A)}{k_p} N_{nm}^p(R)}{\sum_p \frac{\Phi_p^2(z_A)}{k_p} \sqrt{N_{nn}^p(R) N_{mm}^p(R)}}, \quad (8)$$

где матричные элементы для каждой из мод:

$$N_{nm}^p(R) = N_p(\rho = d(m-n)\cos\beta, R) \times \exp[ik_p d(m-n)\sin\beta].$$

Здесь $N_p(\rho, R)$ – модовые функции поперечной когерентности, которые являются решением уравнений (4) с начальными условиями, соответствующими расположению источника на заданной глубине z_0 , d – межэлементное расстояние в АР (при расчетах задается $d = \lambda/2$).

Для упрощения анализа будем предполагать, что аддитивные шумы на входе АР являются пространственно-белым шумом единичной интенсивности (величина последней важна для расчета ОСШ, но не влияет на величину коэффициента усиления). Следовательно, матрица когерентности шума предполагается в дальнейшем равной единичной матрице. Хорошо известно, что в ситуации ненулевых корреляций шумового поля на элементах АР оптимизация обработки требует дополнительной операции пространственной декорреляции (“выбеливания”) шума, но такая операция по сути не связана с той оптимизацией, которая определяется свойствами сигнальной матрицы (8) и представляет наибольший интерес в рамках нашего анализа.

В целях сравнительного анализа мы рассматриваем три известных метода пространственной обработки: (1) стандартный метод ФАР, компенсированной в направлении на источник сигнала (антенный выигрыш такой обработки обозначается далее G_0); (2) метод оптимальной линейной обработки (соответствующая величина выигрыша обозначается G_1) [9–11]; (3) метод оптимальный квадратичной обработки (выигрыш G_2) [9–11]. С учетом сделанного предположения относительно шумов, расчетные выражения для интересующих нас величин имеют вид:

$$G_0 = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N N_{mn}(R) \exp[-ik_0 d(m-n)\sin\beta], \quad (9)$$

$$G_1 = N \frac{\lambda_1}{\sum_{i=1}^N \lambda_i}, \quad G_2 = N \frac{\left[\sum_{i=1}^N \lambda_i^2 \right]^{1/2}}{\sum_{i=1}^N \lambda_i}, \quad (10)$$

где λ_i – собственные значения матрицы когерентности (8), расположенные в порядке убывания от первого. Сумма всех собственных значений (след матрицы), стоящая в знаменателе выражений (10), есть суммарная по элементам АР интенсивность сигнала.

Линейная пространственная обработка заключается в весовом накоплении сигналов по элементам АР или, другими словами, в формировании некоторой (отвечающей весовому вектору АР) диаграммы направленности (ДН). Такая операция является линейным преобразованием вектора входных сигналов, что и нашло отражение в классификации обработки. Следовательно, ее

оптимизация состоит в формировании весового вектора и ДН, обеспечивающих наилучшую, в смысле величин выходного ОСШ и выигрыша АР, пространственную фильтрацию полезного сигнала на фоне шумов. В нашем случае пространственно-белого шума оптимальный весовой вектор АР совпадает с первым, отвечающим максимальному собственному значению, собственным вектором матрицы когерентности полезного сигнала, а само это значение (λ_1) определяет величину выходного ОСШ. Квадратичная обработка представляет собой, соответственно, квадратичное преобразование вектора входных сигналов и заключается в формировании набора (более одного) парциальных весовых векторов и отвечающих им ДН с последующим некогерентным накоплением выходных сигналов по отдельным парциальным ДН. В антенной технике подобная операция называется формированием многолучевой диаграммообразующей схемы, где термин “луч” относится к парциальным ДН. Оптимизация такой схемы обработки состоит в оптимизации парциальных весовых векторов, которые в нашем случае совпадают с собственными векторами матрицы когерентности полезного сигнала, а их число – с ее рангом. Следовательно, величина “эффективного ранга” (число старших значений) сигнальной матрицы полностью определяет то усложнение схемы обработки, которое позволяет собрать часть мощности сигнала, “рассеянной” в следующие за первым собственные векторы его матрицы. В свою очередь, “эффективный ранг” матрицы когерентности имеет ясный физический смысл, поскольку по порядку величины он равен отношению размера АР к масштабу когерентности.

Более подробно эти общие вопросы анализа когерентных свойств многомодового сигнала и оптимизации его обработки в базисе собственных ортогональных компонент рассмотрены в работах [9, 10, 21]. Важно, что каждая из таких собственных компонент формируется на входе АР различными группами мод, что позволяет рассматривать оптимальную квадратичную обработку как схему весового (зависящего от интенсивности компонент) некогерентного накопления выходных сигналов парциальных модовых фильтров.

Таким образом, ожидаемые различия в эффективности методов обработки в случае частично-когерентного сигнала наиболее существенны в ситуации относительно малых масштабов когерентности (или, напротив, больших размеров АР). Именно в этой ситуации сигнальная матрица имеет несколько старших значений, сравнимых по величине, что приводит к росту отношения G_2/G_1 . Что касается метода ФАР, когда весовой вектор и ДН формируются без учета многомодового характера сигнала и ослабления

его когерентности, то его эффективность может быть совершенно различной, в том числе, близкой к оптимальной линейной обработке.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОБСУЖДЕНИЕ

Численное моделирование выполнено для ПЗК мелкого моря с линейным профилем скорости звука, имеющим слабый положительный градиент. Такие гидрологические условия могут рассматриваться как характерные для северных морей РФ, например, Баренцева моря в зимний период. Параметры моделирования выбирались таким образом, чтобы продемонстрировать отмеченные выше физические аспекты рассматриваемой задачи.

Канал распространения характеризуется следующими параметрами: глубина водного слоя $H = 200$ м, скорость звука $c(0) = 1490$ м/с, $c(H) = 1500$ м/с, плотность пород в донном полупространстве $\rho = 2$ г/см³, скорость звука $c_1 = 1800$ м/с, отнесенный к частоте коэффициент затухания $\delta = 0.2$ дБ/км Гц. Источник расположен в придонной области канала на глубине $z_S = 197$ м, частота сигнала 250 Гц. На такой же глубине расположена приемная АР ($z_A = 197$ м) с межэлементным расстоянием $d = 3$ м и общим числом элементов $N = 51$, угол на источник задавался существенно различным: $\beta = 0^\circ, 30^\circ$. Удаление источника от АР варьировалось в широком интервале значений до 500 км. Ветровое волнение предполагалось изотропным, полностью развитым, в качестве пространственного спектра волнения выбран известный эмпирический спектр Пирсона–Московитца [13]:

$$B(k) = B_0 k^{-4} \exp\left(-\frac{k^2}{k_*^2}\right), \quad (11)$$

где k – волновые числа ветровых волн, коэффициент $B_0 = 6 \times 10^{-4}$, $k_* = 0.86 g/V^2$, g – ускорение свободного падения, V – скорость ветра. Расчеты проводились для двух значений скорости ветра 10 и 15 м/с, т.е. согласно принятой терминологии, для условий умеренного и сильного ветров.

Обсуждение результатов моделирования начнем с анализа когерентных свойств сигнала. На рис. 1 приведены нормированные поперечные (угол $\beta = 0^\circ$) функции когерентности на различных расстояниях от источника и при различных скоростях ветра. Видно, что при умеренных ветрах (рис. 1а) даже на самых больших расстояниях сохраняется весьма высокий уровень когерентности сигнального поля на масштабах всей длины АР, т.е. влияние статистических эффектов распространения не столь значительно. При сильных ветрах (рис. 1б) ситуация радикально меняет-

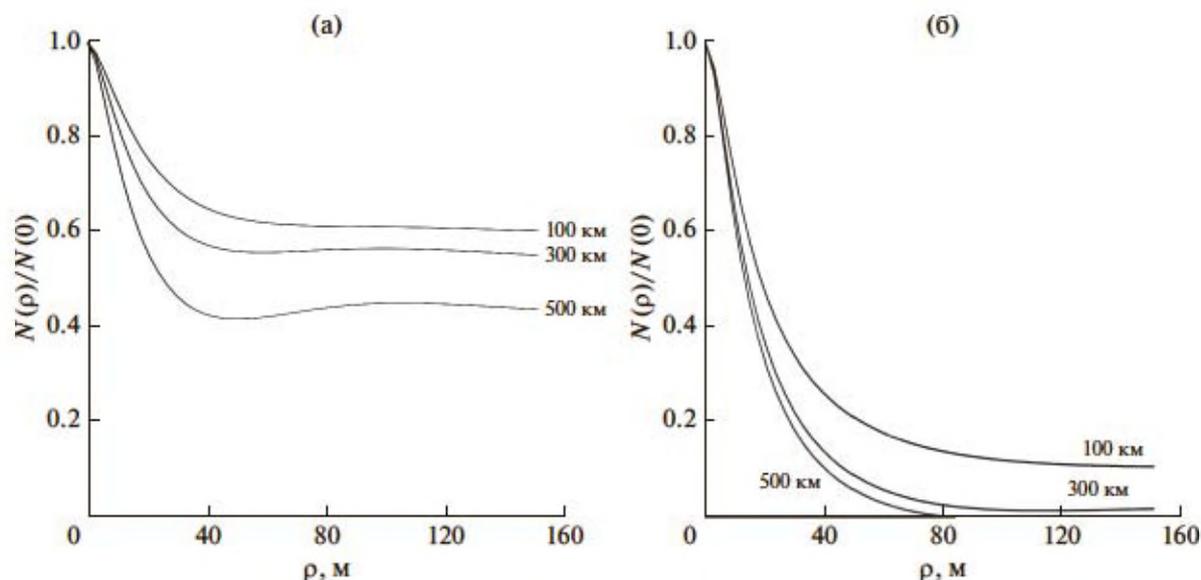


Рис. 1. Коэффициент когерентности сигнального поля в зависимости от поперечного расстояния между точками наблюдения при скорости ветра (а) — 10 и (б) — 15 м/с на различных расстояниях от источника (100, 300, 500 км).

ся: уровень остаточной когерентности на всей длине АР уменьшается вплоть до нулевых значений, уменьшается и масштаб когерентности рассеянной компоненты, если определить его по некоторому заданному уровню спада (например, до 0.5). Видно, что на больших дистанциях этот масштаб составляет всего несколько длин волн, поэтому для АР с размерами $\sim 10 \lambda$ и более влияние статистических эффектов при сильных ветрах может прогнозироваться как значительное.

Показанные здесь свойства функции когерентности имеют свое физическое объяснение. В интересующем нас диапазоне частот и при умеренных скоростях ветра, когда выполняется условие (7), в каждом акте рассеяния мод на взволнованной поверхности лишь небольшая часть энергии когерентной компоненты акустического поля переходит в энергию рассеянной (некогерентной) компоненты. Но поскольку, согласно оценкам [20, 22], вертикальная индикатриса рассеяния оказывается при этом шире критического угла волновода, значительная часть рассеянной компоненты быстро излучается из волновода и не вносит заметного вклада в формирование функции когерентности. Вследствие этого сохраняется относительно высокий уровень когерентной компоненты даже на больших дистанциях, что и демонстрирует рис. 1а. С ростом скорости ветра эффект “накопления” рассеянной компоненты с расстоянием ускоряется как из-за увеличения коэффициента рассеяния, так и вследствие сужения вертикальной индикатрисы рассеяния. В результате рассеянная компонента акустического поля постепенно становится доминирующей, а доля

когерентной компоненты в интенсивности сигнала — малой и даже нулевой.

Обратим внимание также на неравномерное уменьшение коэффициента когерентности: для дистанций до ~ 100 км оно происходит заметно быстрее, чем при дальнейшем удалении от источника. Эта особенность связана с сильной зависимостью модовых декрементов затухания γ_p и $\delta_p = \text{Im } k_p$ (4), (5) от номера моды, что демонстрируется на рис. 2. Сравнительно быстрое уменьшение уровня когерентной компоненты на первых десятках километров обусловлено рассеянием изначально присутствующих в сигнале высших и средних мод дискретного спектра. Но поскольку эти моды затухают значительно сильнее, эффекты рассеяния с дальнейшим увеличением дистанции определяются только остающимися в спектре сигнала низшими модами, которые менее подвержены воздействию случайных возмущений поверхности в силу меньших значений параметра (7). Следовательно, когерентные свойства сигнала постепенно стабилизируются в смысле слабой зависимости от расстояния.

Перейдем теперь непосредственно к обсуждению результатов численных расчетов коэффициентов усиления АР при различных способах обработки сигнала. Отмеченные выше характерные особенности когерентных свойств многомодового сигнала играют здесь определяющую роль.

На рис. 3 приведены зависимости величин выигрыша АР G_0 , G_1 и G_2 (9) в том же интервале расстояний до 500 км в случае поперечной ориентации АР (угол $\beta = 0^\circ$). Видно, что при умеренных ветрах (верхние кривые 1, 2, 3) значения коэффи-

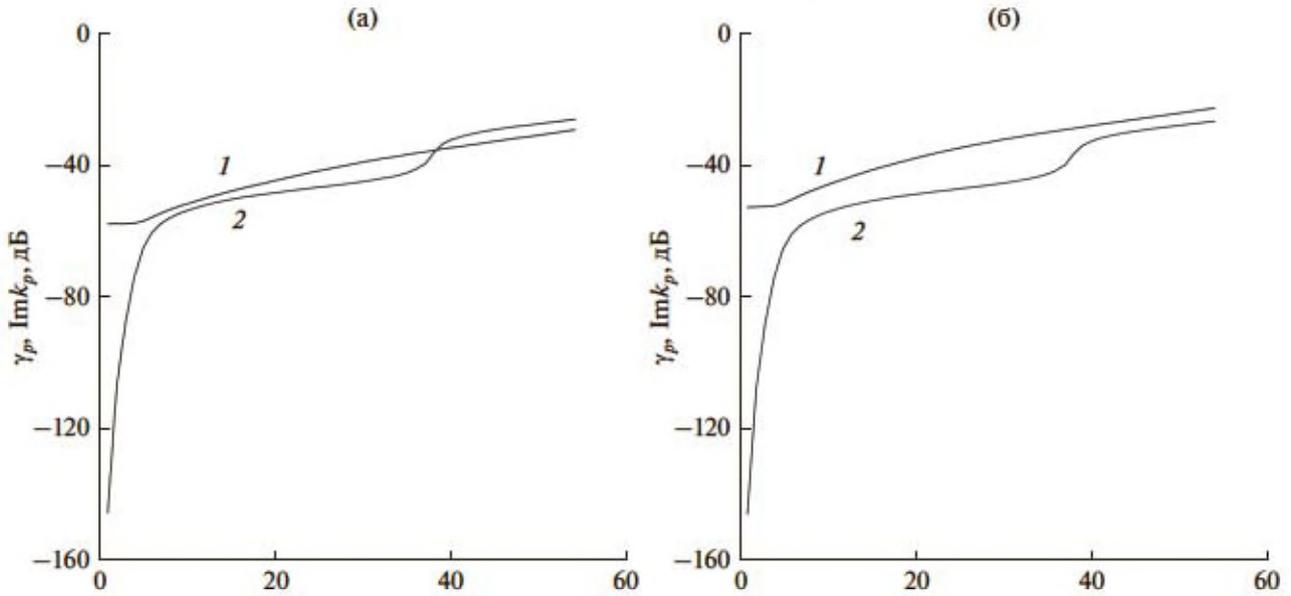


Рис. 2. Модовые коэффициенты затухания (4), (5) в зависимости от номера моды при скорости ветра (а) – 10 и (б) – 15 м/с: 1 – коэффициенты γ_p ; 2 – коэффициенты $\text{Im } k_p$.

циентов усиления для всех трех методов обработки очень близки, их отличия не превышают ~ 0.2 дБ даже на расстояниях в сотни километров. Это означает, что оптимизация обработки не имеет практического смысла – близкий к оптимальному значению выигрыш может быть обеспечен самым простым методом ФАР и формированием стандартной ДН, ориентированной в поперечном направлении. Физически это связано не только с достаточно высоким уровнем когерентной компоненты сигнала (рис. 1а), но и с тем, что в дан-

ном случае все энергонесущие моды дискретного спектра “собираются” в нулевом угле прихода (отсутствуют проекции продольных волновых чисел на ось АР), на который и направлен главный максимум ДН ФАР.

Вместе с тем, обратим внимание на заметный проигрыш методов обработки относительно максимально возможного уровня усиления $G = N$, который отвечает предельному случаю полностью когерентного сигнала и точно согласованной с ним пространственной обработки (по-прежнему, на фоне пространственно-белого шума). По смыслу, отношение коэффициента усиления АР к числу ее элементов есть потери усиления АР, величина которых в явном виде дает количественную оценку влияния когерентных свойств полезного сигнала на эффективность метода его пространственной обработки. Видно, что при умеренных ветрах потери усиления составляют уже несколько дБ, причем они быстро растут на первых десятках километров, и затем их рост замедляется. Это связано с особенностями спектра собственных значений матрицы когерентности, точнее, с характером его эволюции с ростом расстояния. На начальном участке зависимости быстро уменьшается величина первого собственного значения, т.е. уровня когерентной компоненты (на что мы обратили внимание выше), но “рассеяние” мощности в собственные значения следующих номеров происходит таким образом, что все они остаются относительно малыми. Показанная здесь величина потерь усиления на уровне 2–3 дБ есть суммарный вклад этих малых собственных значений в интенсивность сигнала,

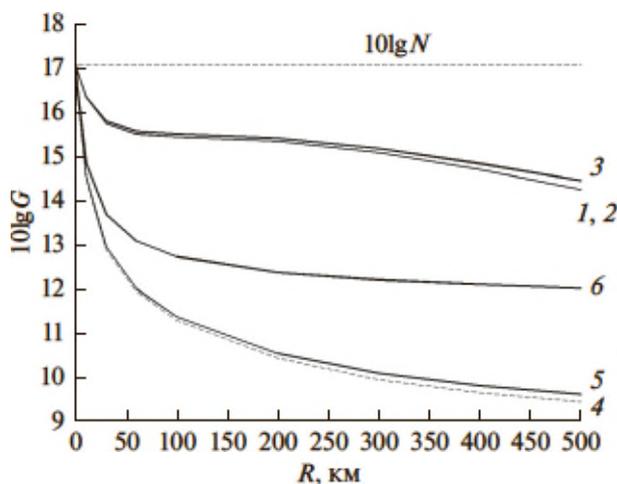


Рис. 3. Коэффициенты усиления АР при различных методах пространственной обработки сигнала в зависимости от дистанции в случае поперечной ориентации АР ($\beta = 0^\circ$) при разных скоростях ветра: 10 ($1 - G_0, 2 - G_1, 3 - G_2$) и 15 м/с ($4 - G_0, 5 - G_1, 6 - G_2$).

в то время как первое значение остается доминирующим на уровне ~ 14 – 15 дБ. Это означает, что несмотря на расширение спектра, эффективный ранг матрицы остается равным единице, что качественно можно охарактеризовать как ситуацию “почти когерентного” сигнала (хотя реально когерентность сигнала заметно отлична от полной). Для существенных различий методов обработки по величине усиления АР необходимо, чтобы в спектре собственных значений сигнальной матрицы появились значения, сопоставимые с первым, что приведет к росту ее эффективного ранга. Именно это и происходит при сильных ветрах (нижние кривые 4, 5, 6) – несколько меняется характер зависимости и, главное, наблюдается характерный “отрыв” величины G_2 от двух других, отвечающих линейной обработке, хотя и не слишком большой при заданных параметрах (~ 2 дБ). Потери усиления для всех методов при этом ожидаемо возросли и составляют уже до ~ 6 – 7 дБ в данном интервале дистанций. Характерно также, что метод ФАР по-прежнему практически не уступает методу оптимальной линейной обработки. Это связано с уже отмеченным фактом – формирование главного лепестка ДН в нулевой угол позволяет “собрать” все моды, формирующие старшую когерентную компоненту сигнального поля; и практически такая же ДН формируется при оптимальной линейной обработке, только лишь с незначительным расширением главного лепестка в результате аподизации весового вектора (спадания амплитудного распределения АР на крайних элементах). Такая особенность оптимальной линейной обработки была отмечена ранее в работе [11]. Очевидно, для более протяженных АР показанная здесь “иерархия” методов обработки будет еще более выраженной, поскольку возрастет отношение размеров АР к масштабу когерентности и вслед за ним – эффективный ранг сигнальной матрицы.

Качественное изменение ситуации ожидаемо происходит с ростом угла направления на источник. Действительно, в этом случае каждая из мод приобретает фазовое распределение вдоль АР (проекции волновых чисел на ось АР становятся ненулевыми), которое эквивалентно некоторому ненулевому углу прихода плоской волны с опорным значением волнового числа k_0 , фигурирующим в выражениях (5), (7), (9). Важно, что с ростом номера моды (уменьшением значений k_p в сравнении с k_0) эквивалентный модовый угол прихода монотонно смещается в сторону нулевого угла, в результате чего ФАР, компенсированная в направлении на источник и имеющая достаточно высокую направленность, “теряет” значительную часть мощности сигнала при условии присутствия в нем мод средних и высоких номеров. В такой ситуации потери усиления ФАР ста-

новятся наиболее значительными, но конкретные значения зависят от ее угловой разрешающей способности и распределения мощности сигнала по модам. Эти два фактора независимы друг от друга, поэтому результирующий эффект может быть весьма различным. Подчеркнем, что отмеченный здесь эффект имеет детерминированный характер и обсуждался ранее многими авторами как типичная особенность работы горизонтальных ФАР в регулярных океанических волноводах. Наличие случайных неоднородностей, напротив, позволяет частично ослабить влияние модового расширения пространственного спектра на эффективность ФАР, что видно из дальнейших иллюстраций.

На рис. 4, 5 приведены результаты расчетов коэффициентов усиления при значении угла $\beta = 30^\circ$, достаточно большим для того, чтобы отмеченное смещение эквивалентного углового спектра многомодового сигнала в сторону меньших углов оказалось чувствительным для АР заданного волнового размера. Сравнение величин G_1 и G_2 приводит нас к тем же выводам, что и при $\beta = 0^\circ$: малые их отличия при умеренных ветрах и заметный рост дополнительного выигрыша оптимальной квадратичной обработки с ростом скорости ветра. Самое заметное изменение оценки эффективности относится именно к методу ФАР. Видно, что выигрыш ФАР имеет достаточно резкую и немонотонную зависимость для дистанций в пределах первых ~ 100 км. Это обусловлено возбуждением широкого спектра мод источником (при заданной его глубине) и отмеченным выше “выпадением” части интенсивных мод из главного лепестка ДН на начальном участке зависимости от расстояния. В то же время, оптимальная линейная обработка в такой ситуации обеспечивает адаптивное, в соответствии с модовым спектром сигнала, смещение угла фазировки на максимум функции углового отклика АР и дополнительное к этому расширение главного лепестка ДН за счет аподизации весового вектора. В данном случае смещение составляет величину около 2° (на угол 28°), при том, что и главный лепесток ДН на стандартном уровне 0.5 по мощности имеет ширину около 2° , т.е. такая адаптация ДН оказывается необходимой. В результате оптимизированная ДН “собирает” в главный лепесток основные энергонесущие моды сигнала и тем самым позволяет значительно повысить выигрыш АР в сравнении с ФАР. С увеличением расстояния, когда в спектре сигнала остаются только низшие моды, не приводящие к заметному (для данных волновых размеров АР) смещению функции углового отклика от направления на источник, выигрыш ФАР достигает своего максимума, приблизившись к выигрышу оптимальной линейной обработки, и затем уменьшается, оставаясь близким к нему. Это означает, что “накопленные” по трассе

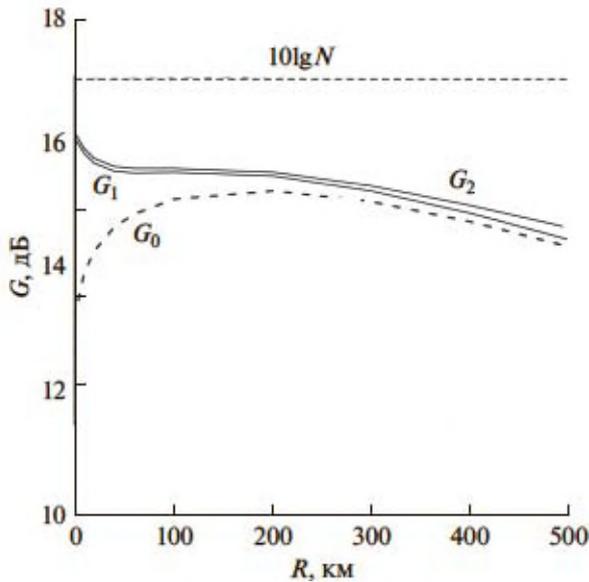


Рис. 4. Коэффициенты усиления АР при различных методах пространственной обработки сигнала в зависимости от дистанции в случае наклонной ориентации АР ($\beta = 30^\circ$) при скорости ветра 10 м/с.

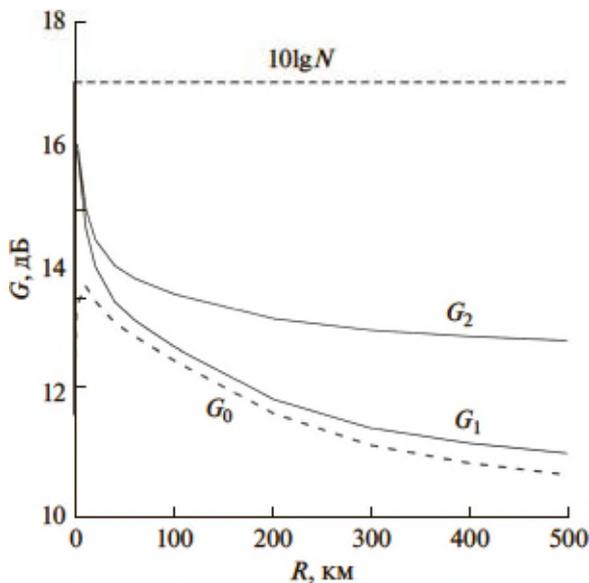


Рис. 5. То же, что на рис. 4, при скорости ветра 15 м/с.

статистические эффекты распространения становятся в данном случае полезными в том смысле, что позволяют относительно эффективно использовать метод ФАР, несмотря на сильное затухание когерентной компоненты сигнала.

Подчеркнем, что подобный вывод относится к заданной области параметров моделирования и его нельзя рассматривать как универсальный — с

ростом размеров АР, к примеру, проигрыш метода ФАР оптимальным методам будет только расти. Подчеркнем также, что показанная здесь возможность значительных потерь усиления ФАР и дополнительного выигрыша на этом фоне оптимальной обработки на относительно небольших дистанциях представляется практически важной. Действительно, качественная оценка ситуации на основе интуитивных соображений, относящихся к работе ФАР в случайно-неоднородной среде (“чем ближе к источнику, тем лучше”), в данном сценарии приема сигнала в мелководном канале не является правильной. Напротив, показано существование некоторого оптимального для эффективности ФАР расстояния, на котором ее антенный выигрыш достигает своего максимума, близкого к оптимальному значению в классе линейной обработки сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сделанные в работе [1] выводы относительно характерных особенностей формирования когерентных свойств сигнала удаленного источника в канале мелкого моря в условиях развитого ветрового волнения и их влияния на характеристики горизонтальной ФАР могут быть теперь существенно дополнены заключением относительно результатов сравнительного анализа методов пространственной обработки сигнала в таких условиях.

Показано, что различие этих методов по величине достигаемого антенного выигрыша существенно зависит от совокупности физических параметров, которые характеризуют детерминированные и статистические эффекты распространения сигнала в мелководном канале. Для горизонтальных АР достаточно больших волновых размеров (первые десятки длин волн и более) величина потерь усиления критически зависит от угла направления на источник, при этом конкретные значения зависят не только от размеров АР, но и от спектра интенсивностей сигнальных мод, испытавшего значительную эволюцию в результате совместного влияния эффектов взаимодействия мод на взволнованной поверхности канала и затухания их в донных породах.

В ситуациях, когда в спектре принимаемого сигнала присутствуют моды средних и высоких номеров, метод ФАР резко теряет свою эффективность, значительно проигрывая оптимальным методам обработки. Однако, даже в ситуациях сильного влияния многократного рассеяния звука на ветровом волнении, когда когерентность сигнала имеет масштаб, заметно меньший размеров АР (большие дистанции, сильный ветер), метод ФАР может обеспечить усиление, близкое к оптимальной линейной обработке. Причиной этого является сильная зависимость модовых декрементов затухания от номеров мод, приводя-

щая к относительно быстрому по дистанции “сносу” модового спектра сигнала в область мод первых номеров.

Дополнительный выигрыш более сложной оптимальной квадратичной обработки также варьирует в широких пределах в зависимости от конкретных условий распространения и приема сигнала, которые формально выражаются через спектр собственных значений матрицы когерентности. Последний, в свою очередь, определяется соотношением интенсивностей когерентной и рассеянной компонент сигнала и тем, как именно происходит расширение этого спектра с ростом дистанции и (или) скорости ветра. В тех ситуациях, когда когерентная компонента сигнала имеет низкий (практически нулевой) уровень, а пространственный масштаб когерентности рассеянной компоненты оказывается малым в сравнении с размером АР, дополнительный выигрыш оптимизации квадратичной обработки становится существенным. В таких ситуациях использование квадратичной обработки на базе многолучевой диаграммообразующей схемы в каналах АР представляется обоснованным, поскольку обеспечивает значительное повышение выходного ОСШ.

Авторы благодарят А.В. Смирнова (ИПФ РАН) за помощь в подготовке материала статьи к публикации. Работа выполнена в рамках госзадания ИПФ РАН по теме № 0035-2019-0009 и частично при поддержке программы президиума РАН № 5.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Завольский Н.А., Малеханов А.И., Раевский М.А., Смирнов А.В. Влияние ветрового волнения на характеристики горизонтальной антенны в условиях мелкого моря // Акуст. журн. 2017. Т. 63. № 5. С. 501–512.
2. Елисеєвнин В.А. О работе горизонтальной линейной антенны в водном слое // Акуст. журн. 1979. Т. 25. № 2. С. 227–233.
3. Елисеєвнин В.А. Усредненный отклик горизонтальной линейной антенны в мелком море // Акуст. журн. 2004. Т. 50. № 2. С. 193–197.
4. Галаненко В.Б., Гринченко В.Т., Трофименко А.П., Ярмолович А.М. О горизонтальной направленности антенны в многомодовом волноводе // Акуст. журн. 1984. Т. 30. № 2. С. 177–182.
5. Карновский А.М., Красный Л.Г. Направленные свойства трактов пространственной обработки сигналов в волноводах // Акуст. журн. 1984. Т. 30. № 2. С. 224–229.
6. Бурдуковская В.Г., Петухов Ю.В., Хилько А.И. Работа линейной и кольцевой горизонтальных антенн в мелком море // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 729–735.
7. Малышкин Г.С., Сидельников Г.Б. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов (обзор) // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 5. С. 526–545.
8. Сазонтов А.Г., Малеханов А.И. Согласованная пространственная обработка сигналов в океанических волноводах (обзор) // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 2. С. 233–253.
9. Малеханов А.И., Таланов В.И. Об оптимальном приеме сигналов в многомодовых волноводах // Акуст. журн. 1990. Т. 36. № 5. С. 891–897.
10. Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Таланов В.И. Моделирование оптимальной пространственной обработки сигналов в подводных звуковых каналах // Акуст. журн. 1992. Т. 38. № 6. С. 1044–1051.
11. Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Сазонтов А.Г., Фарфель В.А. Влияние эффектов дальнего распространения звука в случайно-неоднородном океане на потери усиления горизонтальной антенной решетки // Акуст. журн. 1996. Т. 42. № 5. С. 615–622.
12. Распространение звука во флуктуирующем океане. Под ред. Флатте С. / Пер. с англ. М.: Мир, 1982. 336 с.
13. Давидан И.Н., Лопатухин Л.И., Рожков В.А. Ветровое волнение в Мировом океане. Л.: Гидрометеоиздат, 1985. 256 с.
14. *The WISE Group (Cavaleri L., Alves J.-H.G.M., Ardhuin F., Babanin A. et al.). Wave modelling – The state of the art // Progress in Oceanography. 2007. V. 75. № 4. P. 603–674.*
15. Кацнельсон Б.Г., Петников В.Г. Акустика мелкого моря. М.: Наука. 1997. 193 с.
16. Завольский Н.А., Раевский М.А. Горизонтальная анизотропия динамических шумов в глубоком и мелком море // Акуст. журн. 2019. Т. 65. № 2. С. 197–202.
17. Hamson R.M. The theoretical gain limitations of a passive vertical line array in shallow water // J. Acoust. Soc. Am. 1980. V. 68. № 1. P. 156–164.
18. Вдовичева Н.К., Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Сазонтов А.Г. Коэффициент усиления вертикальной антенны в случайно-неоднородном океаническом волноводе // Акуст. журн. 1997. Т. 43. № 6. С. 769–776.
19. Labutina M.S., Malekhanov A.I., Smirnov A.V. Estimation of the efficiency of the vertical antenna arrays in underwater sound channels // Physics of Wave Phenomena. 2016. V. 24. № 2. P. 161–167.
20. Горская Н.С., Раевский М.А. О связи статистических характеристик зондирующих акустических волн с параметрами ветрового волнения // Акуст. журн. 1987. Т. 33. № 3. С. 463–468.
21. Городецкая Е.Ю., Малеханов А.И., Таланов В.И. Адаптивное управление акустическими полями в океанических волноводах // Формирование акустических полей в океанических волноводах: Сб. науч. тр. / Под ред. Зверева В.А. Н. Новгород: ИПФ РАН, 1994. С. 9–43.
22. Раевский М.А., Хилько А.И. О пространственно-временной когерентности низкочастотных акустических волн в мелком море с флуктуирующими параметрами // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 3. С. 369–386.