

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ВРЕМЕННОЙ ЗАВИСИМОСТИ И ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРОТЯЖЕННЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ.

Ч. 2. ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА

© 2015 г. А. С. Бармак, П. И. Коротин, Б. М. Салин, М. Б. Салин

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

*E-mail: barmak@hydro.appl.sci-nnov.ru, monitor@appl.sci-nnov.ru,
salin@hydro.appl.sci-nnov.ru, mikesalin@hydro.appl.sci-nnov.ru*

Поступила в редакцию 23.04.2014 г.

Рассмотрена задача измерения в горизонтальной плоскости диаграммы направленности излучения движущегося источника. Экспериментально показано, что при регистрации акустического сигнала линейной антенной, расположенной в ближнем поле источника, и последующей обработке сигналов удается восстановить на дискретных частотах угловую зависимость излучения. В работе приведены схема выполнения измерений, алгоритмы обработки сигналов с гидрофонов антенны и способы задания (расчета) нормирующего множителя. Описанная в работе методика и ее техническая реализация могут быть использованы при разработке и создании измерительной системы для контроля полей кораблей в плоскости горизонта.

Ключевые слова: морская измерительная система, распределенный источник, линейная антенна, измерения в ближней зоне, измерение диаграммы направленности, контроль акустических полей.

DOI: 10.7868/S0320791914060021

ВВЕДЕНИЕ

Во многих случаях при регистрации акустического сигнала линейной антенной, расположенной в ближней зоне источника, не требуется восстанавливать временную зависимость сигнала в дальней зоне, как это описано в первой части работы [1], а необходимо измерить энергетические, как правило частотно-угловые характеристики дальнего поля источника. Так, при контроле характеристик акустических полей кораблей, кроме стандартного набора параметров, в ряде случаев требуется дополнительно измерять уровни дальнего поля в плоскости горизонта в определенных полосах частот и секторах углов [2–4].

Вопросы измерения энергетических характеристик дальнего поля с использованием линейной антенны, расположенной в ближней зоне источника, в теоретическом плане достаточно хорошо проработаны [5–7]. Указанные схемы измерения основаны на узкополосном спектральном анализе выходных сигналов приемных элементов антенны, когерентной обработке комплексных амплитуд сигналов на каждой частоте и усреднении полученных данных по времени и по частотам для определения угловой зависимости дальнего поля, например, в 1/3-октавных полосах частот.

В настоящей работе рассматривается схема временной обработки сигнала с гидрофонов антенны, когда первоначально, с использованием временных задержек, для каждого азимутального направления формируется выходной широкополосный сигнал антенны, а уже затем исследуются его спектральные характеристики и производится нормировка. Такая схема обработки легко реализуется на практике. Дополнительно при наличии, например, нестационарной импульсной помехи, путем нелинейной обработки выходного сигнала может быть существенно снижен уровень помех. Схема временной обработки также позволяет выполнять анализ характеристик направленности излучения кратковременно работающих источников.

Как показано в первой части работы [1], в свободном пространстве выходной сигнал линейной антенны, сфазированной временными задержками в направлении на источник, с некоторой погрешностью оказывается равен сигналу этого источника в дальней зоне, пропущенному через фильтр с определенной передаточной характеристикой $h_{\alpha, \rho}(\tau)$. Для бесконечной приемной антенны передаточная функция определяется выражением вида $h_{\alpha, \rho}(\tau) =$

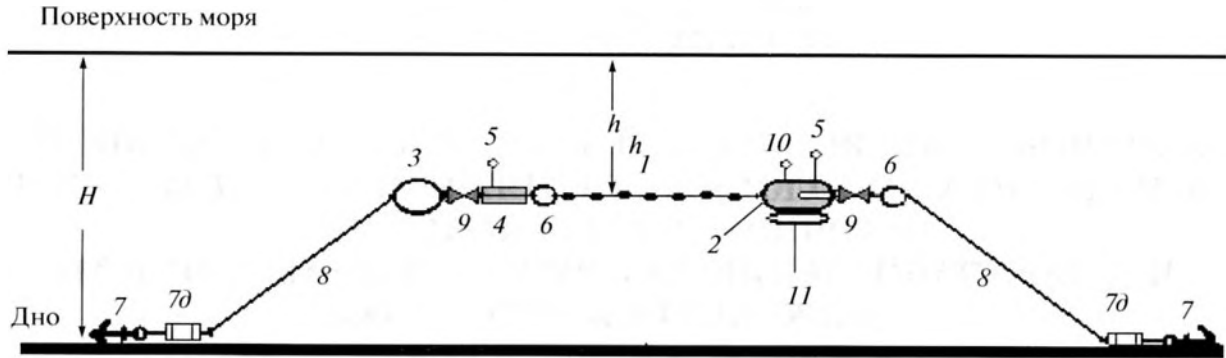


Рис. 1. Схема МАИК в развернутом для измерения состоянии: 1 – гидроакустическая антенна МАИК; 2 – гермоемкость с аппаратурой; 3 – плавучесть ≈ 50 кг; 4 – гермоконтейнер с аппаратурой; 5 – маяки наведения; 6 – вспомогательные плавучести по 10 кг; 7 – основные якоря; 7д – дополнительные грузы; 8 – якорные тросы; 9 – электромагнитные размыкатели; 10 – проблесковый световой маяк; 11 – емкости для горизонтирования; 12 – глубина места акватории; h – глубина постановки антенны.

$= 2/\sqrt{\tau(\tau + 2(\rho \sin \alpha)/C)}$, где угол α – направление, по которому фазуется антенна (см. рис. 1, 2), ρ – траверзная дистанция¹ от объекта до продольной оси антенны, C – скорость звука в среде.

Из линейной зависимости сигнала антенны от сигнала дальнего поля источника следует, что спектр выходного сигнала антенны $G_{\Phi}(\omega, \alpha)$, сфазированной задержками на угол α , равен приведенному к 1 м спектру сигнала в дальней зоне $F_{\text{дальн}}(\omega, \beta)$, умноженному на безразмерную величину – амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра $G_{\alpha, \rho}(\omega)$ [1]²:

$$G_{\Phi}(\omega, \alpha) = F_{\text{дальн}}(\omega, \alpha) G_{\alpha, \rho}(\omega) e^{i\omega t_0}, \quad (1)$$

где $t_0 = (\rho \sin \alpha)/C$, угол β (см. рис. 2) характеризует направление фазирования антенны в системе координат, связанной с объектом измерения.

В свободном пространстве для бесконечной антенны АЧХ фильтра – это известная функция Ханкеля первого рода нулевого порядка $G_{\alpha, \rho}(\omega) = i\pi e^{-i\omega \rho \sin \alpha / C} H_0^1(\omega \rho \sin \alpha / C)$, поэтому с помощью (1) по спектру выходного сигнала антенны $G_{\Phi}(\omega, \alpha)$ легко найти спектр сигнала источника по направлению α в дальней зоне $F_{\text{дальн}}(\omega, \alpha)$. При конечных и сопоставимых с источником размерах антенны выражение (1) носит приближенный характер, а аналитический расчет АЧХ фильтра в

значительной степени затруднен. Наиболее простой выход из данной ситуации – это оценка АЧХ фильтра путем численного расчета выходного сигнала антенны $\Phi_{\text{test}}(t, \beta)$ (выраженного в Па м) и его спектра $G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega, \beta)$, обусловленных излучением виртуального тестового источника, расположенного вблизи центра измеряемого источника с единичным уровнем дальнего поля, например, $F_{\text{дальн test}}(\omega, \beta) = 1$ Па м/ $\sqrt{\Gamma \text{ц}}$. Расчет АЧХ фильтра (коэффициента пересчета выхода антенны к уровню дальнего поля) при этом будет выполняться как

$$G_{\alpha, \rho}(\omega) = G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega, \alpha) / (1 \text{ Па м} / \sqrt{\Gamma \text{ц}}). \quad (2)$$

В работе [1] рассматривается эффективность использования трех видов АЧХ фильтра для передаточной функции $h_{\alpha, \rho}(\tau)$: “Сумма” – значение передаточной функции $h_{\alpha, \rho}(\tau) = \bar{h}_{\alpha, \rho}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{\xi=1}^N h_{l_{\xi}, \alpha}(\tau)$, полученное путем усреднения передаточных функций по точкам l_{ξ} , расположенным на апертуре L источника; “Одиночный” – $h_{\alpha, \rho}(\tau)$ выбрана в виде передаточной функции, построенной для центра ($l_{\xi} = 0$) распределенного излучателя $h_{\alpha, \rho}(\tau) = h_{0, \alpha}(\tau)$ и “Функция Ханкеля” – передаточная функция $h_{\alpha, \rho}(\tau) = 2/\sqrt{\tau(\tau + 2(\rho \sin \alpha)/C)}$ для бесконечной антенны. В данной работе используется простейший вид передаточной функции – выходной сигнал антенны, обусловленный работой “одиночного” излучателя единичной амплитуды, расположенного в центре движущегося объекта.

Согласно указанной схеме калибровки и алгоритмов [1], была разработана и опробована методика измерения частотно-угловой зависимости уровня дальнего поля, основанная на применении линейной антенны, расположенной горизонтально в ближнем поле движущегося источника.

¹ Траверзная дистанция ρ – это расстояние по нормали между центром источника и линией, вдоль которой расположена антенна. При движении источника параллельно антенне $\rho = \text{const}$, при непараллельном движении ρ будет зависеть от положения рассеивателя.

² Если выходной сигнал антенны приводится в Па м, то и сигнал дальнего поля рассчитывается в Па на 1 м от источника. При изменении уровня отсчета поля на антенне, например, на 10^{-5} Па, также меняется уровень отсчета дальнего поля.

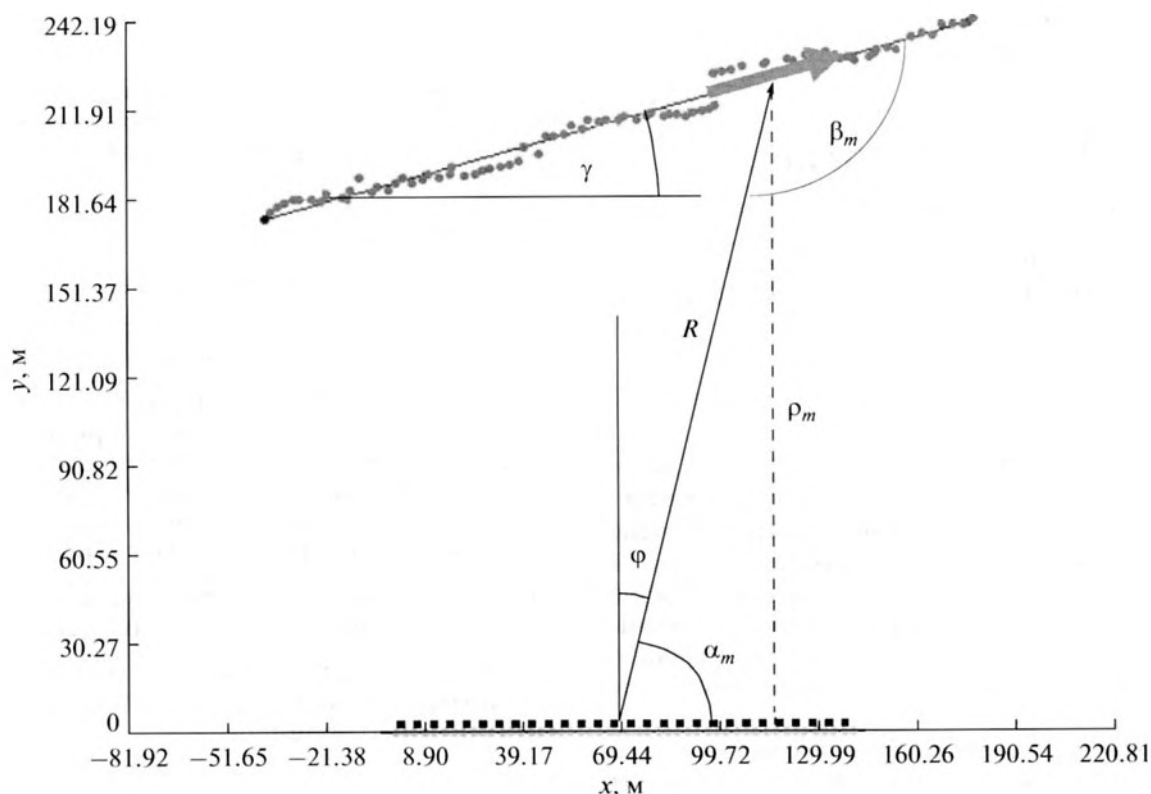


Рис. 2. Траектория движения источника (серая стрелка) на измерительном галсе, вид сверху. Серые точки – результаты определения трассы движения по сигналам тонального источника, сплошная кривая – усредненная по точкам траектория движения, пунктир по оси X – положение приемной антенны в плоскости горизонта.

СХЕМА ВЫПОЛНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

При контроле дальних полей малозумных источников в реальных условиях наиболее приемлемым по многим параметрам оказался “ближнепольный” способ измерения, основанный на использовании линейной антенны. В измерительных гидроакустических задачах линейные антенны, как правило, применяются с целью повышения соотношения сигнал/помеха при контроле уровней шума кораблей на стандартных (~50–100 м) дистанциях [8–11]. Экспериментальных данных по использованию линейных антенн для измерения дальнего поля движущегося источника немного. Например, в работе [6] для восстановления дальнего поля источника на дискретных частотах была использована антенна с синтезированной апертурой, которая формировалась за счет движения источника вблизи одиночного гидрофона.

В данной работе приведено описание измерения дальнего поля движущегося источника, которое было выполнено для отработки амплифазометрической схемы измерения и проверки соответствующих алгоритмов обработки. Регистрация ближнего поля движущегося источника выполнялась с использованием морского автономного измерительного комплекса (МАИК) [12], оснащенного 48-элементной линейной антенной дли-

ной $D = 144$ м, при этом основное условие “ближнепольных” измерений – длина антенны должна превышать размер источника, что было заведомо выполнено.

Общая структура МАИК изображена на рис. 1, а на рис. 2 представлена двумерная схема (вид сверху) прохождения галсов источника на одном из измерительных галсов около антенны МАИК. Согласно разработанной схеме измерения к объекту измерения был прикреплен автономный тональный акустический источник (ТСИД), работающий на частоте ~235 Гц, по которому определялась траектория движения объекта измерения относительно приемной антенны. Алгоритм обработки экспериментальных данных включал: (а) алгоритм построения траектории движения измеряемого объекта по сигналу ТСИД (относительно приемной антенны); (б) алгоритм обработки принятого сигнала и (в) алгоритм построения (расчета) нормировочного множителя и пересчета выходных сигналов антенны в угловую зависимость дальнего поля объекта измерения. Алгоритм построения траектории по тональному сигналу, принятому линейной антенной, изложен в [13, 14] и в данной статье не приводится. Остановимся более подробно на реализации алгоритма обработки сигнала с приемных элементов ан-

тенны и методов пересчета полученных данных в уровень дальнего поля.

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

Основу методики обработки составляет алгоритм фазирования линейной антенны, представленный в [1, 8, 9], который реализуется путем суммирования сигналов гидрофонов с временными задержками:

$$\Phi_i(\alpha) = \Delta x \sum_{j=0}^J p(x_j, i\Delta t - \Delta x(j - J/2) \cos \alpha / C). \quad (3)$$

Здесь $\Phi_i(\alpha)$ – выходной сигнал антенны, выраженный в Па м, сфазированной в направлении α (см. рис. 2); i – текущий номер отсчета по времени, $p(x_j, t)$ – сигнал с j -го гидрофона, пересчитанный с учетом его чувствительности на вход гидрофона, $J + 1$ – количество гидрофонов в антенне, Δx – расстояние между соседними гидрофонами (в эксперименте $\Delta x = 3$ м), Δt – шаг квантования сигнала по времени.

Основной вариант обработки сигналов с гидрофонов предполагает формирование дискретных направлений α_m , соответствующих равномерной сетке пространственных частот k_x по оси x , $k_x = k \cos \alpha_m$, где $\cos \alpha_m = 2m/N$, m изменяется от $-N/2$ до $N/2$, N – число независимых приемных элементов в антенне на максимальной частоте ($N = 2D/\lambda_{\min}$). Обработка временного сигнала антенны $\Phi_i(\alpha_m)$ для каждого направления α_m производится независимо от других направлений по тем же алгоритмам, по которым обычно обрабатывается сигнал с единичного гидрофона при измерении уровня подводного шума кораблей по проходным характеристикам [15].

Обработка включает, во-первых, стандартную операцию фильтрации сигнала в 1/3-октавных или узких полосах частот, т.е. переход к совокупности текущих значений сигнала в 1/3-октавных или узких полосах частот $\Phi_i(\omega_n, \alpha_m)$ с центральными частотами ω_n . Во-вторых, в каждой полосе частот Δf_n с центральной частотой $\omega_n/2\pi$ производится детектирование и усреднение сигнала $\Phi_i(\omega_n, \alpha_m)$ во времени по $I + 1$ отсчетным точкам (величина I зависит от частоты квантования по времени, ширины полосы спектрального анализа, скорости движения источника, дистанции и других факторов):

$$|G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, i)|^2 = \frac{1}{I+1} \sum_{q=-I/2}^{q=I/2} |\Phi_{i+q}(\omega_n, \alpha_m)|^2, \quad (4)$$

где $|G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, i)|^2$ – текущие, усредненные по $I + 1$ реализациям значения квадрата модуля спектра

выходного сигнала антенны, сфазированной в направлении α_m .

Затем среди усредненных текущих значений выбирается максимальное превышение сигнала над фоновым уровнем (разность максимального уровня и фоновой помехи):

$$|G_{\Phi \max}(\omega_n, \alpha_m)|^2 = \max_i \{ |G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, i)|^2 - |G_{\text{фон}}(\omega_n, \alpha_m)|^2 \}. \quad (5)$$

Фоновый уровень определяется при отсутствии измеряемого объекта согласно выражению (4) путем усреднения ~ 30 – 40 значений $|G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, i)|^2$, полученных для номеров i , отстоящих друг от друга на интервал не менее $I + 1$. Таким образом, на этапе обработки для фиксированных частотных областей можно построить ненормированную угловую зависимость уровня дальнего поля или для каждого направления³ построить такой же ненормированный спектр дальнего поля. Для получения по $|G_{\Phi \max}(\omega_n, \alpha_m)|^2$ частотно-угловой зависимости уровня дальнего поля необходимо выполнить операцию нормировки.

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ НОРМИРУЮЩЕГО МНОЖИТЕЛЯ

При обработке натуральных данных расчет квадрата АЧХ $|G_{\alpha, \rho}(\omega)|^2$ выполнялся согласно выражению (2). По заданному значению α_m и найденной траектории движения объекта находится радиус-вектор R от центра антенны до точки на траектории, соответствующей углу α_m (см. рис. 2). В эту точку помешался виртуальный тестовый монополюсный источник, работающий на частоте ω_n и имеющий в полосе анализа $\Delta \omega$ расчетный уровень 1 Па на 1 м от источника. Длительность ΔT сформированного виртуального сигнала при ширине полосы Δf и длине антенны D должна удовлетворять условию $\Delta T \geq 2\pi/\Delta \omega$, $\Delta T \geq D/C$ и $\Delta T \geq R/C$.

Расчет поля тестового источника для относительно небольших дистанций осуществляется в геометрическом приближении при использовании сферы распространения волны непосредственно от источника ($W_1 = 1$) отраженных волн от грунта (применительно к данному эксперименту коэффициент отражения выбран $W_2 \sim 0.3$) и от свободной поверхности ($W_3 = -1$). Таким образом, при расчетах комплексная амплитуда поля тестового источника на элементах антенны находилась в виде $\sum_{s=1}^3 W_s e^{ikr_s}/r_s$, где $k = \omega_n/C$ – волновое число, r_s – расстояние от виртуального тестового

³ Построение максимума проходной характеристики вблизи значений $\alpha = 0^\circ$ и 180° выполняется по специальным алгоритмам, описание которых выходит за рамки данной статьи.

источника (действительного или мнимого) до приемных элементов антенны (при расчете учитывались только однократные отражения).

Обработка тестового сигнала производится по тем же алгоритмам, что и для реального сигнала $p(x_j, t)$, за исключением операции (5). Отсутствие этапа нахождения максимума при обработке сигнала виртуального источника объясняется тем, что для тестового источника точно известно местоположение. В реальных условиях местоположение зоны излучения на движущемся источнике, как правило, неизвестно, поэтому приходится выбирать максимальное значение текущего уровня спектра при фиксированном значении угла α_m фазирования антенны. Таким образом, с использованием (2)–(4) в определенном диапазоне частот $\omega > \omega^*$ определяется нормирующий множитель⁴

$$|G_{\alpha_m, \rho}(\omega)|^2 = |G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega_n, \alpha_m)|^2 / (1 \text{ Па}^2 \text{ м}^2 / \text{Гц}). \quad (6)$$

В реальных условиях вертикальная координата (заглубление) измеряемого объекта известна с определенной погрешностью, поэтому расчет $G_{\Phi_{\text{test}}}^2(\omega_n, \beta_m)$ выполняется для нескольких положений тестового источника по вертикальной координате z_k . Другими словами, строится семейство полей источников, отстоящих друг от друга по вертикали на $\Delta z \sim 1$ м. Для каждого положения z_k должно выполняться неравенство $z_0 - d/2 < z_k < z_0 + d/2$, где d – вертикальный размер зоны неопределенности положения измеряемого источника, z_0 – средняя глубина его заглубления. Для всех точек k строятся модельные функции $|G_{\Phi_{\text{test } k}}^2(\omega_n, \alpha_m)|^2$. Среднее значение по k

$$\overline{|G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega_n, \alpha_m)|^2} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |G_{\Phi_{\text{test } k}}(\omega_n, \alpha_m)|^2 \quad (7)$$

будет использовано в (6) для определения усредненного нормирующего множителя $|G_{\alpha, \rho}(\omega)|^2$ в диапазоне частот $\omega > \omega^*$.

Результирующее значение уровня излучения источника в дальнем поле $F_{\text{дальн}}^2(\omega_n, \beta_m)$ на частоте ω_n в децибельном масштабе относительно $1 \text{ Па}/\sqrt{\text{Гц}}$, приведенное к 1 метру⁵ в направлении β_m относительно его продольной оси, будет определяться равенством

$$F_{\text{дальн}}^2(\omega_n, \beta_m) = 10 \lg \left(\frac{|G_{\Phi_{\text{max}}}(\omega_n, \beta_m)|^2}{|G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega_n, \beta_m)|^2} \right) \quad (8)$$

и выражением для пересчета значений углов α_m в β_m

$$\alpha_m + \beta_m = \pi + \gamma, \quad (9)$$

где γ – угол между осью антенны и направлением движения измеряемого источника (см. рис. 2).

РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДИКИ НА ПРИМЕРЕ ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВОЙ ЗАВИСИМОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА НА ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТАХ

Для отработки методики и программного обеспечения измерений дальних полей, в 2001 г. были проведены морские эксперименты, в результате которых были сделаны записи сигналов движущегося источника при его прохождении вблизи антенны МАИК. Характерные геометрические размеры объекта измерения в поперечном и продольном направлениях составляли ~ 1 и 10 длин волн на частоте 200 Гц. В эксперименте использовался МАИК с приемной 48-элементной антенной длиной $D = 144$ м, которая была расположена горизонтально на глубине $h = 39.4$ м. Глубина полигона в месте проведения испытаний составляла $H \sim 60$ м. Схема расположения МАИК и его составные элементы приведена на рис. 1, 2.

В настоящем разделе для примера приводятся данные по одному измерительному галсу (геометрия прохода показана на рис. 2), на котором в наибольшей степени удовлетворялось условие параллельности траектории движения объекта и оси приемной антенны. Параметры траектории: траверзная дистанция (относительно центра антенны) $\rho_{\text{тр}} = 219.6$ м, угол между траекторией и осью антенны $\gamma = 18^\circ$, скорость движения источника ~ 1.5 м/с, заглубление источника согласно выполненным оценкам составило величину $h_{\text{ист}} \approx 15$ м.

Основной недостаток полученных экспериментальных данных с точки зрения применения амплифазометрического метода – это большая величина траверзной дистанции (более 200 м), что приблизительно в 3 – 4 раза превышает оптимальную дистанцию для измерений. При большой дистанции снижается точность измерения уровня дальнего поля за счет влияния условий распространения сигнала и малого превышения уровня сигнала над шумом. Из-за относительно большой траверзной дистанции и высокого уровня шумов построение угловой зависимости уровня излучения выполнялось только на отдельных дискретных частотах, когда наблюдалось значительное превышение сигнала над шумом. При обработке использовалась стандартная ширина полосы

⁴ Нижняя граница ω^* определяется возможностью представления поля тестового источника в виде прямого и отраженных сигналов.

⁵ В зависимости от выбора дистанции, на которой зафиксирован единичный уровень (0 дБ или 1 Па) виртуального источника.

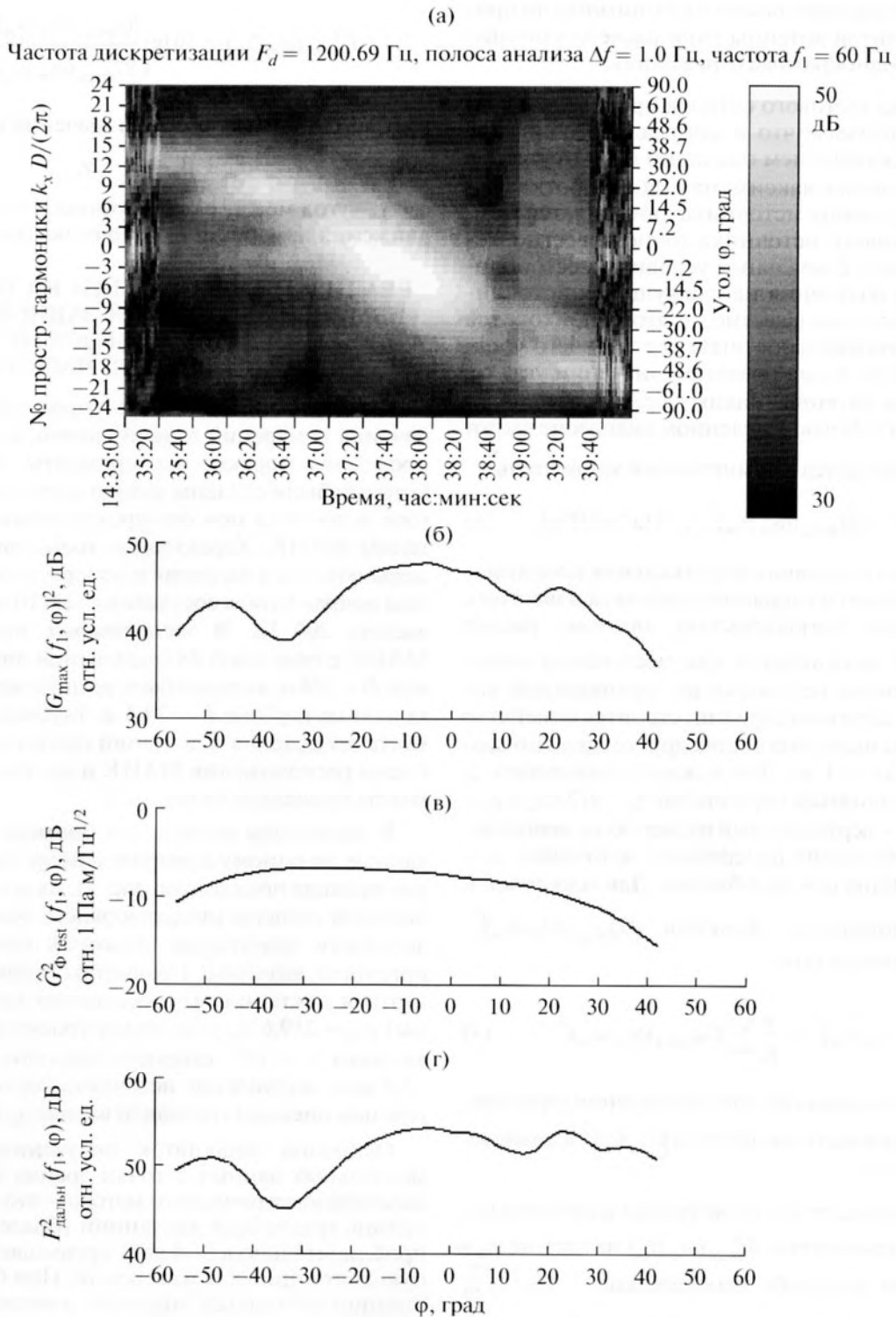


Рис. 3. Результаты измерения угловой зависимости уровня дальнего поля источника на частоте 60 Гц.

спектрального анализа $\Delta f = 1$ Гц, частота квантования выходного сигнала гидрофонов 1.2 кГц. Выбор частот, на которых в дальнейшем определялись угловые зависимости, был проведен на ос-

нове анализа текущего спектра $|G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, i)|^2$ для значения $\alpha \sim \pi/2$.

На рис. 3 и 4 в качестве примера представлены промежуточные и конечные результаты измерения

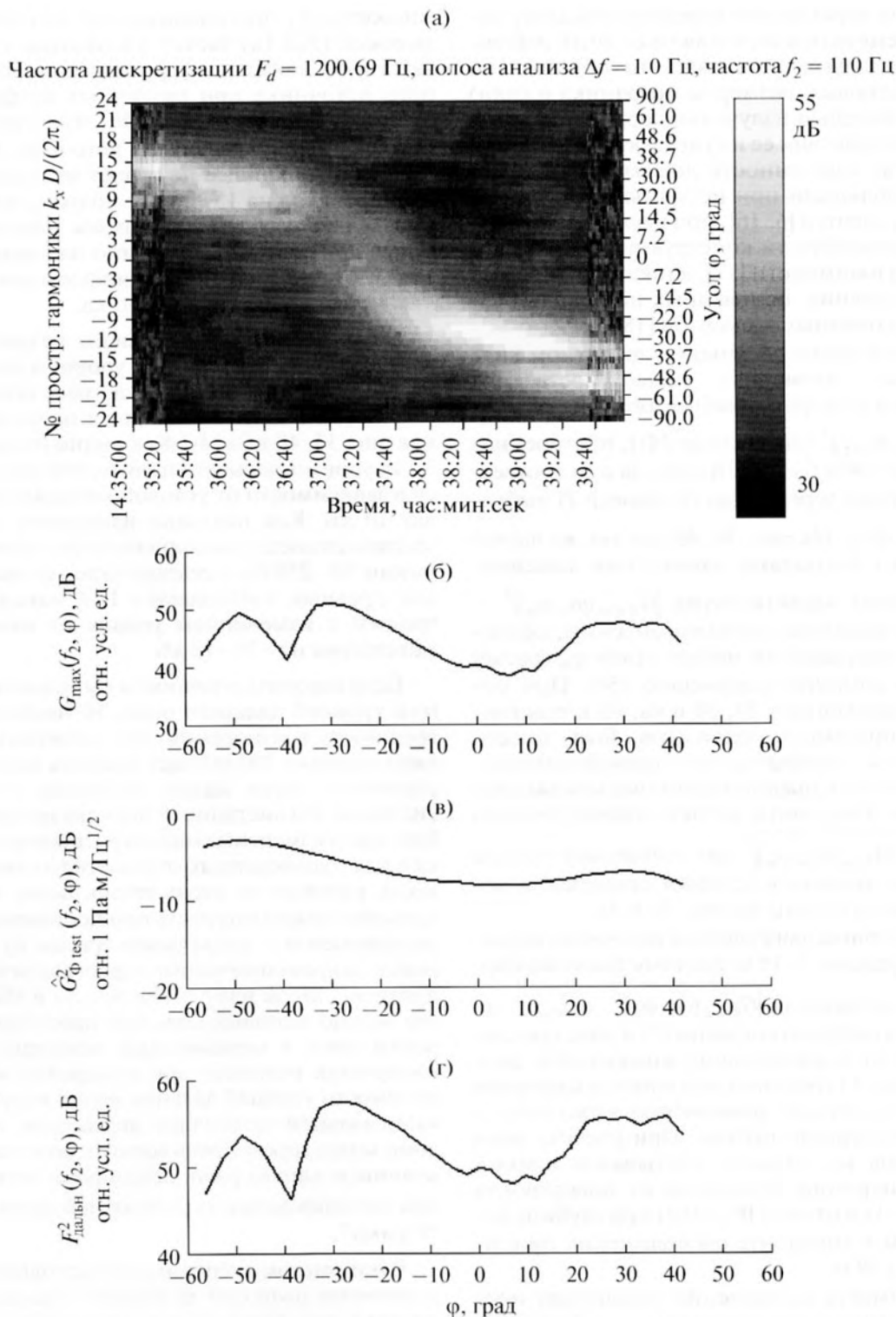


Рис. 4. Результаты измерения угловой зависимости уровня дальнего поля источника на частоте 110 Гц.

угловой зависимости дальнего поля движущегося источника на частотах 60 и 110 Гц. На графиках по угловой координате отложен угол $\phi = 90^\circ - \alpha$. (угол 0° соответствует направлению нормали к ан-

тенне). Выбор указанных графиков обусловлен характерным видом измеренных диаграмм направленности с максимумом (рис. 3) и минимумом (рис. 4) излучения звука в поперечном направле-

нии. В целом, характерная изрезанность диаграммы направленности излучения на 6–10 дБ наблюдается и на других частотах, что обусловлено большим волновым размером источника и (или) дипольной моделью излучения сосредоточенной силы при воздействии ее на упругую поверхность. Аналогичную изрезанность диаграммы направленности наблюдали при использовании синтезированных апертур [6, 16], при исследовании излучающей способности конструкций с применением метода взаимности [17], а также при прямых расчетах излучения, основанных на использовании метода конечных элементов [18].

На верхней части рисунков в яркостном виде представлена двумерная зависимость от времени $t(i)$ и угла фазирования антенны φ величины $|G_{\Phi}(\omega_n, \alpha_m, t)|^2$ (выражение (4)), построенная для частот $f_1 = 60$ и $f_2 = 110$ Гц (рис. 3а и 4а соответственно). Время усреднения (параметр L) выбрано⁶ равным 40 с. На рис. 3б, 4б для тех же частот представлены результаты нахождения максимумов проходных характеристик $|G_{\Phi_{\max}}(\omega_n, \varphi_m)|^2$ – максимумы выходных сигналов антенны, сфазированной в направлении набора углов φ_m (расчет выполнялся согласно выражению (5)). При построении графиков рис. 3а, 3б и 4а, 4б в чувствительность приемных элементов был внесен определенный коэффициент трансформации, который привел к преднамеренному искажению уровня поля. Результаты расчета нормирующего множителя $|G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega_n, \varphi_m)|^2$ для найденной трассы движения источника и условий проведения измерений представлены на рис. 3в и 4в.

Оценка глубины движущегося источника варьировалась в пределах 5–15 м, поэтому значение нормирующего множителя $|G_{\Phi_{\text{test}}}(\omega_n, \varphi_m)|^2$ ($\hat{G}_{\Phi_{\text{test}}}^2(f, \varphi)$ на графиках) выбрано согласно (7) в виде среднего значения от нормирующих множителей, рассчитанных для 11 точечных источников с уровнем 0 дБ, распределенных равномерно через метр в указанном интервале глубин. При расчете поля 11 источников на антенне учитывался прямой сигнал, однократное отражение от поверхности моря ($W_3 = -1$) и от дна ($W_2 = 0.3$) при глубине акватории 60 м и горизонте расположения приемной антенны 39 м.

Необходимость выполнения усреднения нормирующего множителя по вертикальной координате проиллюстрирована на рис. 5. На нем представлены результаты сравнения нормирующих

множителей, построенных для низкой (49 Гц) и высокой (322 Гц) частот. Сплошные линии соответствуют локальному расположению виртуального источника при различных коэффициентах отражения от поверхности W_3 , пунктирные – распределенный по вертикали источник. Как видно, пунктирные кривые не имеют интерференционных провалов на 15–20 дБ, поэтому их применение делает расчеты диаграммы направленности менее критичными (особенно на высоких частотах) к отсутствию точной информации о вертикальной координате источника.

На рис. 3г, 4г представлены результирующие данные по относительным уровням дальнего поля движущегося источника, рассчитанным согласно (8). Расчет выполнялся на основе графиков рис. 3б, 4б и 3в, 4в. Как видно из анализа рис. 3г, 4г, уровень дальнего поля источника изменяется в зависимости от угловой координаты в пределах 10 дБ. Как показали измерения диаграммы направленности, выполненные на частотах в диапазоне 50–250 Гц, в секторе углов φ , равном $\pm 50^\circ$, как правило, наблюдается 1–2 максимума диаграммы с изменением уровня от минимума до максимума на ~10–12 дБ.

Если говорить о точности выполнения измерений уровней дальнего поля, то наибольшую погрешность в измерениях при траверзных дистанциях порядка 200 м будет вносить канал распространения звука между объектом и приемной системой. На дистанциях порядка нескольких глубин места измерения модель распространения звука в виде однократного отражения от дна и поверхности работает не очень точно. Более точные результаты можно получить при постановке прямого эксперимента – калибровке трассы путем буксировки широкополосного гидроакустического излучателя. Такой излучатель создан в ИПФ РАН и его можно использовать при проведении калибровки трасс в мелководных акваториях. Однако наилучший результат при измерении угловой зависимости уровней дальних полей получается при минимальной траверзной дистанции, когда заведомо можно пренебречь всеми переотражениями и влиянием канала распространения звука, а также при использовании передаточной функции $h_{\alpha, \rho}(\tau)$ “Сумма”.

В описанном эксперименте использовалась передаточная функции единичного локального источника, так как большая траверзная дистанция измерения и неопределенность с потерями на распространение изначально не позволяли выполнить измерения диаграммы с большой точностью. Второй причиной использования локальной передаточной функции является то, что предполагаемая модель излучения – когерентный источник с размером ~1–2 длин волн – близка к модели точечного источника. Вообще говоря, исходя из ука-

⁶ Время усреднения $T = \Delta t$ было выбрано исходя из следующего ограничения: $Tv + L < D$, где v – скорость движения объекта, L – его линейный размер, D – размер линейной антенны. Иначе, за время накопления сигнала объект не должен выйти за пределы апертуры антенны или, что то же самое, за пределы ее прожекторной зоны.

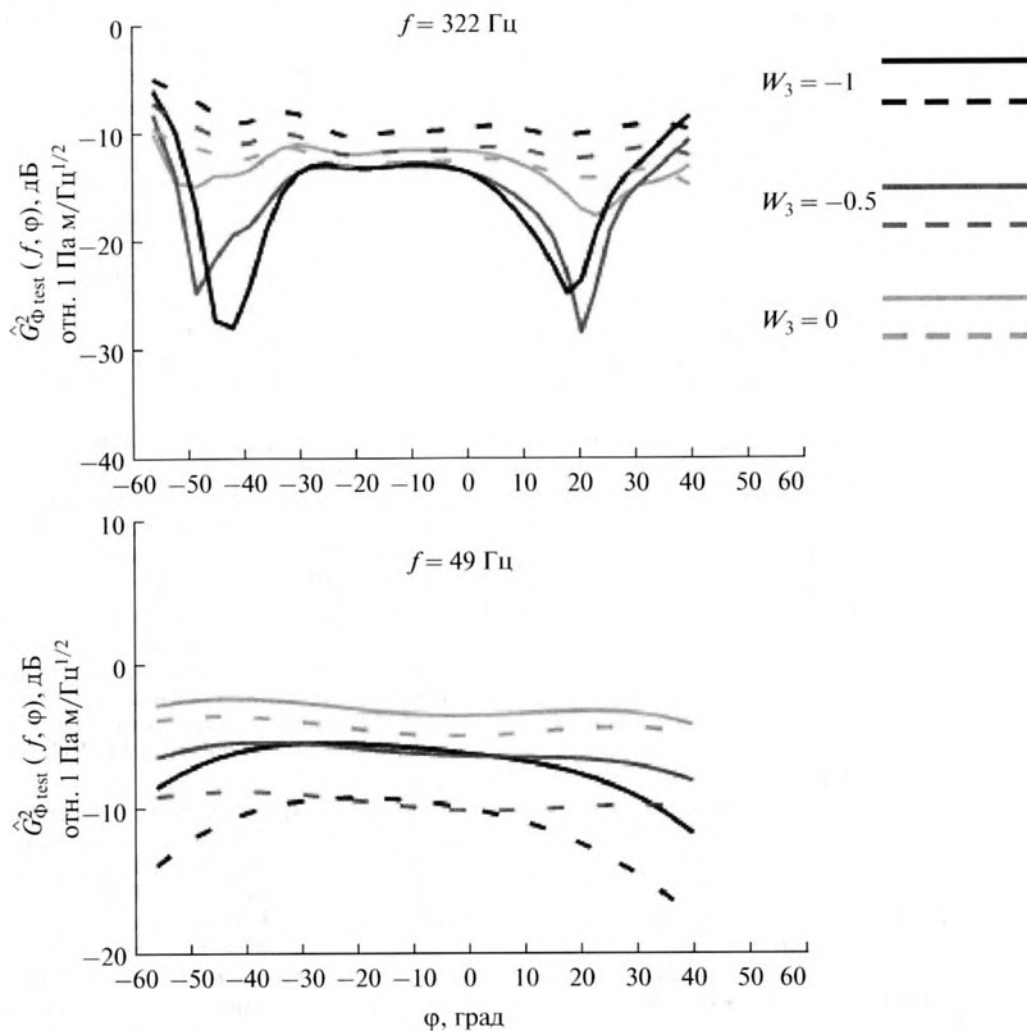


Рис. 5. Сравнения угловых зависимостей нормирующих множителей $[G_{\text{Фtest}}(f, \varphi)]^2 \equiv \hat{G}_{\text{Фtest}}^2(f, \varphi)$, построенных для двух частот. Сплошные линии соответствуют локальному расположению виртуального источника при различных коэффициентах отражения от поверхности W_3 , пунктирные – распределенный по вертикали источник.

занной модели излучения, было бы правильным использование передаточной функции “Сумма” при выполнении усреднения в продольном направлении в пятне с размерами порядка 1–2 длин волн.

Авторы выражают благодарность сотрудникам отдела физической акустики ИПФ РАН за участие в проведении измерений и О.Н. Кемарской за помощь в обработке экспериментальных данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Емельянов М.Б., Салин Б.М., Салин М.Б., Цибереv А.В. Восстановление временной зависимости и параметров сигнала широкополосных протяженных акустических источников в дальней зоне. Ч. 1. Методы восстановления и технические средства // Акуст. журн. 2014. Т. 60. № 5. С. 567–576.
2. Шлемов А.Ф. Основные задачи и направления развития научно-исследовательских и испытательных полигонов по обеспечению повышенной скрытности и защищенности кораблей ВМФ / Сб. тр. юбилейной межотрасл. научно-практ. конф. “ПОЛИГОН-2003”. СПб: 1-й ЦНИИ МО РФ, 2003. С. 13–16.
3. Цыганков С.Г. Проблемы и перспективы измерения параметров акустического поля кораблей / Проблемы измерения параметров гидроакустических полей и обработки информации. Сб. тр. ВНИИФТРИ. М., 2005. С. 5–17.
4. Пархоменко В.Н., Пархоменко В.В. Снижение шумности отечественных атомных подводных лодок в период 1965 по 1995 г. // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2012. Т. 5. № 2. С. 52–57.
5. Вдовичева Н.К., Турчин В.И., Фикс И.Ш. Реконструкция диаграммы направленности протяженного ис-

- точника шума по его ближнему полю // Акуст. журн. 1999. Т. 45. № 6. С. 767–774.
6. Маслов В.К., Теверовский В.И., Цыганков С.Г. Амплитудометрический метод измерения характеристик дальнего поля движущегося линейного источника / Проблемы измерения параметров гидроакустических полей и обработки информации. Сб. тр. ВНИИФТРИ. М., 1999. С. 35–47.
 7. Турчин В.И., Фикс И.Ш., Шаронов Г.А. Многоапертурный апертурный синтез // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46. № 7. С. 598–609.
 8. Бармак А.С., Салин Б.М. Некоторые результаты применения когерентных методов обработки сигналов МАИК в задачах измерения и исследования шумов кораблей / Сб. тр. “Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике”. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2002. С. 174–186. Также доступно по адресу: <http://www.ipfran.ru/biblio/new/sisnik.pdf>
 9. Салин Б.М., Бармак А.С. Некоторые результаты применения когерентных методов обработки сигналов в задачах измерения и исследования ГАП кораблей / Сб. тр. юбилейной межотр. научно-практ. конф. “ПОЛИГОН-2003”. СПб: 1-й ЦНИИ МО РФ, 2003. С. 151–160.
 10. Бармак А.С., Калью В.А., Салин Б.М., Шлемов Ю.Ф. Адаптация параметров приемных антенн для задач измерения уровня подводной шумности / Сб. тр. научно-техн. конф. “Проблемы метрологии гидрофизических измерений ПМГИ-2006”. Ч. 1. М.: ВНИИФТРИ, 2006. С. 246–257.
 11. Законов Ю.И., Коротин П.И., Орлов Д.А., Сазонов С.П., Слижов А.Б., Турчин В.И., Фикс Г.Е., Фикс И.Ш. Использование приемных антенных решеток для измерения уровней подводного шума движущихся источников // Акуст. журн. 2010. Т. 56. № 2. С. 223–229.
 12. Коротин П.И., Салин Б.М. Морской автономный измерительный комплекс МАИК / Сб. тр. “Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике”. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2002. С. 13–25. Также доступно по адресу: <http://www.ipfran.ru/biblio/new/sisnik.pdf>
 13. Орлов Д.А. Измерения траектории тональных источников в мелком море / Сб. тр. “Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике”. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2002. С. 118–135. Также доступно по адресу: <http://www.ipfran.ru/biblio/new/sisnik.pdf>
 14. Родионов А.А. Определение траектории источника тонального сигнала с помощью антенной решетки в условиях мелкого моря / Сб. тр. научно-техн. конф. “Проблемы метрологии гидрофизических измерений ПМГИ-2006”. Ч. 2. М.: ВНИИФТРИ, 2006. С. 53–58.
 15. Цыганков С.Г., Теверовский Г.В., Пушкарёв О.П. Задачи и принципы построения средств измерения параметров гидроакустических полей кораблей / Сб. тр. Всерос. научно-техн. конф. “Метрология гидроакустических измерений”. Т. 1. Менделеево: ВНИИФТРИ, 2013. С. 43–47.
 16. Теверовский В.И., Ширяк О.А. Оценка уровней и характеристик направленности дальнего поля шумоизлучения объектов на частотах стабильных дискретных составляющих спектра / Сб. тр. научно-техн. конф. “Проблемы метрологии гидрофизических измерений ПМГИ-2006”. Ч. 2. М.: ВНИИФТРИ, 2006. С. 31–34.
 17. Лаухин В.А. Метод взаимных измерений при оценке акустического качества конструкций / Сб. тр. “Системы наблюдения, измерения и контроля в вибро- и гидроакустике”. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2002. С. 146–158. Также доступно по адресу: <http://www.ipfran.ru/biblio/new/sisnik.pdf>
 18. Салин М.Б., Соков Е.М., Суворов А.С. Численный метод исследования акустических характеристик сложных упругих систем на основе суперэлементов и аналитических граничных условий // Научно-техн. сб. Гидроакустика. 2011. Вып. 14. № 2. С. 36–46.