

534.322: 534.8

ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА КОРПУСЕ КОРАБЛЯ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ИСПОЛЬЗОВАНИИ КОМБИНИРОВАННОГО ПРИЕМНИКА И МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ

© 2009 г. В. А. Гордиенко, Н. В. Краснописцев*, В. Н. Некрасов*, В. Н. Торопов*

119991 1,
.: (495) 939 2969; : (495) 932 8820
E mail: vgor@list.ru

Поступила в редакцию 13.05.09 г.

Продемонстрирована принципиальная возможность использования одиночного комбинированного приемного модуля на базе трехкомпонентного векторного приемника для решения задач оценки направления и локализации отдельных источников на корпусе судна, селекции источников по принадлежности и более достоверной оценки уровней излучения источников. Для пространственного разрешения источников предложено использовать методы сонографического анализа (спектрально-временного представления) проекций потока акустической мощности с высоким частотным разрешением, позволяющие одновременно увеличить и соотношение сигнал/помеха на выходе системы обработки.

Введение

Проблема локализации и измерения уровней излучения низкочастотных источников сигнала малых уровней на сегодняшний день является одной из актуальнейших для современной гидроакустики. Обычно для этой цели используются либо “линейки” одиночных гидрофонов [1, 2], либо различной конструкции антенные решетки [3]. Одна из серии таких задач, – локализация источников излучения малой мощности на корпусе корабля, – предусматривает наличие хороших диагностических инструментов для проведения анализа шумового источника, оценивания его местоположения на корпусе и уровня излучения для обеспечения снижения шумности конкретного морского объекта. Проблема получения акустического образа является чрезвычайно трудной, т.к. требуемое пространственное разрешение источников на низких частотах является по своему масштабу таким, что оно обычно в несколько раз меньше длины акустической волны. Во многом из-за этого использование протяженных многоэлементных антенн на базе гидрофонов часто оказывается малоэффективным, особенно при малых соотношениях

. В результате, в последнее время, как в нашей стране, так и за рубежом наметилась тенденция увеличения интереса к малогабаритным гидроакустическим системам, включающим одновременно приемник акустического давления

и векторный приемник (ВП) [4, 5]. Такие малогабаритные приемные системы обычно называют комбинированными приемными модулями (КПМ) или комбинированными приемниками (КП), если ненаправленный гидрофон и ВП совмещены в одном корпусе и имеют единый фазовый центр.

В работе [6] описаны результаты тестирования возможностей антенной решетки, состоящей из пяти векторных приемников, разнесенных по вертикали на расстояние 10 см, при определении местоположения и интенсивности источников излучения на корпусе подводной лодки (ПЛ) на стационарном гидроакустическом полигоне ВМС США SEAFAC в Behm fiord на Аляске недалеко от поселка Ketchikan. Локализация источников на корпусе ПЛ достигалась путем сравнения откликов разных каналов отдельных ВП в предположении, что только один источник имеется на борту в интересующем диапазоне частот. В случае присутствия нескольких источников формировалась узкая диаграмма направленности луча путем соответствующего подбора весового вектора в алгоритме лучевой мультипликативной обработки.

На наш взгляд такой подход нельзя рассматривать как оптимальный для низких частот. Поэтому в своих работах мы ориентируемся на использование одиночного КПМ (или КП), или лучше двух разнесенных на достаточно большое расстояние

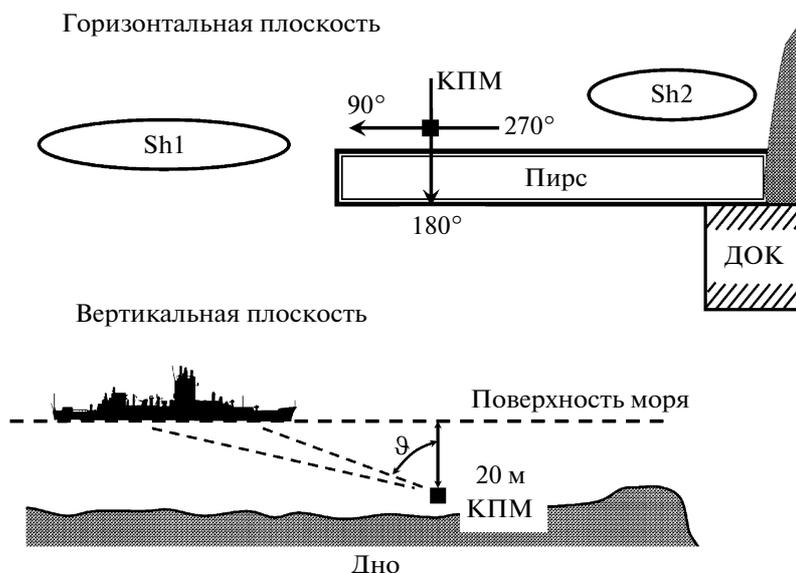


Рис. 1. Геометрия проведения измерений в горизонтальной () и вертикальной () плоскостях.

яние КПМ с последующим использованием метода триангуляции для повышения точности локализации источника. Для пространственного разрешения источников мы используем методы спектрально-временного представления () проекций потока акустической мощности (ПАМ) с высоким частотным разрешением, позволяющие одновременно увеличить и соотношение / на выходе системы обработки.

2. ЦЕЛИ И МЕТОДИКА ЛОКАЛИЗАЦИИ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕКТОРНОГО ПРИЕМНИКА

Измерения проводились с целью экспериментальной проверки возможности использования ВП для локализации и более достоверной оценки уровней отдельных источников за счет статистической пространственной фильтрации вектора ПАМ в условиях акватории стационарных морских полигонов в случае неподвижного судна с работающими механизмами при нахождении его вблизи причала или недалеко от береговой линии промышленной зоны.

В экспериментах использовался КПМ, содержащий трехкомпонентный ВП с рабочим частотным диапазоном 5–1000 Гц и приемник звукового давления, размещенные в обтекателе специальной конструкции. Геометрия расположения КПМ и потенциальных источников шумоизлучения в горизонтальной и вертикальной плоскостях при выполнении измерений представлена на рис. 1. Исследуемое судно *Sh1* с работающими основны-

ми судовыми механизмами было заякорено недалеко от пирса. К этому же пирсу было пришвартовано другое судно (*Sh2*). С другой стороны пирса в непосредственной близости находился док с работающими механизмами. КПМ находился на расстоянии около 25 м по горизонтали от носовой части исследуемого судна в 1 м от дна акватории на глубине примерно 20 м. При этом горизонтальная ось судна была направлена практически на КПМ (рис. 1). Такая достаточно не оптимальная геометрия взаимного размещения приемной системы и судна в рамках описываемого эксперимента не позволяла различать отдельные источники судна *Sh1* в азимутальной плоскости. Возможность их различения, в данном случае, обеспечивалась только в вертикальной плоскости с учетом различия глубины погружения источников шумоизлучения и КПМ. В принципе, для надежного различения источников необходимо размещать КПМ таким образом, чтобы иметь боковой обзор одного из бортов, как это описано, например, в [6]. Ось одного из каналов ВП была ориентирована вертикально. Привязка пространственной ориентации горизонтальных каналов ВП была выверена путем измерения угла прихода сигнала от локализованного источника звука, в качестве которого использовался катер, совершавший галсы по известной контролируемой траектории вблизи КПМ.

Вектор потока акустической мощности обычно определяется средним за период (или за вре-

мая τ , кратное или существенно большее периода) значением вектора Умова [4]:

$$\mathbf{W}_R = \overline{\mathbf{I}(t)} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \mathbf{I}(t) dt \equiv \frac{1}{\tau} \int_0^\tau P(t) \mathbf{V}(t) dt.$$

Здесь и далее символ “ $\overline{\dots}$ ” означает усреднение по времени. Проекция W_{Rr} вектора \mathbf{W}_R на направление \mathbf{r} , характеризующее проекцией колебательной скорости (КС) $V_r(t)$, определяется как $W_{Rr} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau P(t) V_r(t) dt$, а для узкополосного по частоте (квазигармонического) сигнала со средней частотой f следующими выражениями:

$$\begin{aligned} W_{Rr}(f) &= \frac{1}{2} P_0 V_{0r} \cos(\Delta\varphi_{PV}) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}(P^* V_r) = \frac{1}{4} (P V_r^* + P^* V_r), \end{aligned}$$

где $\Delta\varphi_{PV}$ – разность фаз между давлением и проекцией колебательной скорости с амплитудами P_0 и V_{0r} соответственно, символ “ $*$ ” обозначает комплексно сопряженную величину.

Ранее отмечалось [4, 7], что одиночный КПМ формально не позволяет вычислить пространственный спектр излучения с волновым вектором $\mathbf{k}(\omega, \mathbf{r})$, но вместе с тем, дает возможность производить его оценку по измерениям, выполненным в области пространства, существенно меньшей длины волны. Используемый в данной работе алгоритм определения направления на источник достаточно подробно описан в работе [4]. В основе его лежит статистический анализ пространственного распределения вектора потока акустической мощности $\mathbf{W}_R(f, t)$. Он обеспечивает повышение помехоустойчивости приемной системы на 10...20 дБ (определяемый преимущественно статистическими особенностями, обусловленными формированием вектора потока акустической мощности поля шумов и локализованных источников на акватории [8]) и использовании хорошо известных соотношений между значениями проекций вектора $\mathbf{W}_R(f, t)$ и направления прихода энергии волны. Как известно, в пределах единичной выборки длиной τ_0 для каждого частотного поддиапазона δf_i из анализируемого диапазона Δf могут быть определены азимутальный φ_i и полярный ϑ_i углы прихода сигнала в горизонтальной и вертикальной плоскостях и интенсивность I_i этого сигнала, представляющая значение модуля вектора ПАМ в направлении, определяемом углами φ_i и ϑ_i :

$$\tan \varphi_i = \frac{W_{Ryi}}{W_{Rxi}}, \quad \tan \vartheta_i = \frac{W_{Rzi}}{\sqrt{W_{Rxi}^2 + W_{Ryi}^2}},$$

$$I_i(\varphi_i) = \sqrt{W_{Rxi}^2 + W_{Ryi}^2}, \quad (1)$$

$$I_i(\varphi_i, \vartheta_i) = \sqrt{W_{Rxi}^2 + W_{Ryi}^2 + W_{Rzi}^2}.$$

Суть используемого далее подхода состоит в следующем. Весь диапазон анализируемых углов разбивается на секторов, например, для плоского случая горизонтальной плоскости $\Delta\varphi = 360/\Delta\varphi_0$, где $\Delta\varphi_0$ – выбираемое пространственное разрешение. Для заданной частотной полосы $\Delta f = \sum_{i=1}^m \delta f_i$, состоящей из набора m дискретных частотных интервалов полосой δf_i каждый (например, частотное разрешение БПФ или полоса пропускания узкополосного фильтра) рассчитывается дискретный набор значений (массив) $I(\varphi_n)$ для выборки q по алгоритму

$$I_q(\varphi_n) = \sum_{i=1}^m I_{qi} [f_i, (n-1)\Delta\varphi_0 \leq \varphi_i < n\Delta\varphi_0], \quad (2)$$

где n пробегает значения от 1 до \dots . В случае необходимости, если это не противоречит поставленной задаче, результат может быть приведен к полосе 1 Гц путем деления полученных значений $I_q(\varphi_n)$ на $\sum_{i=1}^m \delta f_i$. Приведение результатов к 1/3-октавной полосе осуществлялось посредством взвешенного суммирования по специально разработанной нами программе. Далее переходят к следующей выборке ($q+1$) и повторяют процедуру, получая массив значений $I_{q+1}(\varphi_n)$ для следующего момента времени, отстоящего на Δt от предыдущего, обычно в несколько раз меньшее длины анализируемой выборки БПФ.

Если для получения значений проекций ПАМ, например, на оси X и Y , для некоторого значения τ_0 выбрать участок записи сигналов длиной $t_{sm} > \tau_0$, кратной Δt , то для каждой частоты на длине записи t_{sm} можно получить $N_{sm} = t_{sm}/\Delta t$ отсчетов угла φ и интенсивности $I(\varphi)$, т.е. всего $N_{sm} m$ значений $I(\varphi)$. Для уменьшения флуктуаций на основании полученных данных строится усредненная по N_{sm} отсчетам в каждом из \dots угловых секторов гистограмма распределения $I(\varphi_n)$ в полосе частот анализа Δf . Это может быть обычное усреднение, привязанное, например, к длине анализируемого фрагмента записи t_{sm} . Однако при заранее неизвестном числе N отсчетов (выборка) или при работе в реальном масштабе времени, а также, когда на выходе системы обработки данных строится сонограмма или 3D-диаграмма, оптимальным (как рекомендовано, например, специалистами фирмы “Брюль и Кьер” [9, 10]) следует считать так называемый “логарифмический” закон усреднения, дающий быструю сходи-

мость результата к конечному даже при числе произведенных отсчетов $q = N < N_{sm}$:

$$I(\varphi_n) = \frac{(N_{sm} - 2)I_{q-1}(\varphi_n) + 2I_q(\varphi_n)}{N_{sm}}. \quad (3)$$

Здесь $I(\varphi_n)$ – текущее усредненное значение интенсивности в угловом интервале φ_n , для которого $(n-1)\Delta\varphi_0 \leq \varphi < n\Delta\varphi_0$, $I_q(\varphi_n)$ – результат определения значения интенсивности для выборки с номером q по формуле (2), $I_{q-1}(\varphi_n)$ – результат усреднения по формуле (3) на предыдущем шаге. Значение N_{sm} обычно выбирается, исходя из выполнения условий “разумной” стационарности для интервала времени t_{sm} .

Чтобы увеличить число единичных независимых отсчетов, обычно используют узкополосный спектральный анализ (например, выбирая длину выборки τ_0 для БПФ по возможности большой) и приводят интенсивность к заданному частотно-угловому диапазону путем суммирования интенсивностей в соседних частотных полосах сигнала. Однако в этом случае для сигналов с малым соотношением $\frac{P}{M}$ на входе могут возникнуть проблемы, которые мы обсудим ниже.

Если $N_{sm}t \gg M$, то распределение (3) на шаге $q \geq N_{sm}$ можно рассматривать как **квазипространственный спектр акустического сигнала по потоку акустической мощности** в горизонтальной плоскости для интервала времени t_{sm} . В случае отсутствия мощных локализованных источников на акватории, а также отсутствия значительного уровня фоновой помехи, приходящей по вертикальной координате (условие, которое чаще всего выполняется) в первом приближении он может быть близок к пространственному спектру, получаемому с помощью горизонтальной линейной антенны. Если при этом выразить колебательную скорость в эквивалентных единицах звукового давления плоской звуковой волны (т.е. вместо значения V рассматривать значение ρcV , где ρc – волновое сопротивление среды), то размерности I и $\frac{P}{M}$ будут совпадать, и их численные значения можно сравнивать. При этом для акватории слоя с импедансной границей в соответствии с данными [4] должно выполняться условие:

$$\sum_{n=1}^M I(\varphi_n) \equiv I_{\Sigma} \approx P^2. \quad (4)$$

На первый взгляд кажется, что использование приемника ПАМ мощности формально позволяет получить любое пространственное разрешение. Однако следует иметь в виду, что в отличие от использования антенных решеток, определение пространственного распределения интенсивности на основании совместной обработки сигналов $P(\mathbf{r}, t)$ и $\mathbf{V}(\mathbf{r}, t)$ предполагает разложение сиг-

налов в пространственной области по неортогональному базису [4]. Следует также заметить, что сама гистограмма представляет результат статистической обработки сигнала, и будет отражать реальную анизотропию шумов акватории только при отсутствии мощных локализованных по углу источников. Именно в этом случае полученные результаты можно трактовать как **пространственный спектр шумов акватории**. При наличии мощного локализованного источника на акватории пространственный спектр будет искаженным. Это обусловлено тем, что направление “мгновенного” значения вектора \mathbf{W}_{Σ} , модуль которого определяется введенным выше значением $I(\varphi)$, в каждый момент времени будет определяться как сумма относительно устойчивого в пространстве вектора \mathbf{W}_S , генерируемого локализованным источником, и распределенного по некоторому случайному закону вектора \mathbf{W}_N поля собственных шумов акватории (рис. 2): $I(\varphi) = |\mathbf{W}_{\Sigma}| = |\mathbf{W}_S + \mathbf{W}_N|$.

Действительно, рассмотрим поведение вектора ПАМ, формируемого локализованным источником при наличии изотропной в горизонтальной плоскости помехи. Интенсивность сигнала такой помехи, приходящаяся на угловой сектор $\Delta\varphi$ в отсутствие локализованного источника, при обработке по описанному выше алгоритму определяется значением $\frac{P}{M}$ (рис. 2, в, зависимость 1). Если имеется только локализованный источник, то он создает в точке наблюдения поток акустической мощности, не равный в среднем нулю, сосредоточенный в интервале углов, определяемом выражениями (1) (рис. 2, в, зависимость 2). Следовательно, наблюдая акустическое поле в единственной точке, скорее можно делать вывод о направлении на источник (**что и составляет суть задачи пеленгования**), чем о пространственном спектре шумов. В общем случае (при наличии шума и локализованного источника) распределение плотности вероятности вектора ПАМ локализованного источника на фоне изотропных шумов описывается с помощью функции Макдоналдса [11]. Истинный пеленг на локализованный источник в этом случае может быть определен путем дополнительной обработки профиля огибающей $I(\varphi)$. Примерный вид распределения $I(\varphi)$ при конечных значениях соотношения $\frac{P}{M}$ приведен на рис. 2, в (зависимости 3, 4). По мере уменьшения соотношения $\frac{P}{M}$ дисперсия пеленга увеличивается, так что в конечном итоге превышение сигнала над фоновой помехой может стать сравнимым с флуктуационной составляющей гистограммы. Если на акватории присутствуют другие локализованные источники, являющиеся помехой, профиль зависимости $I(\varphi)$ будет более сложным.

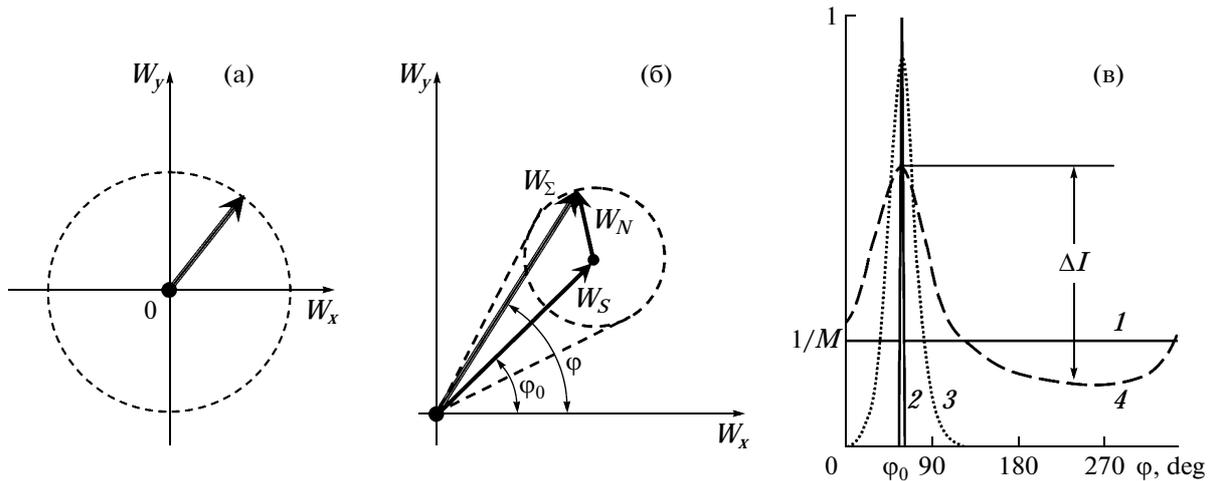


Рис. 2. К вопросу о формировании пространственного статистического распределения вектора потока акустической мощности \mathbf{W}_R : а – изотропный в горизонтальной плоскости шум; б – возможные угловые положения φ в горизонтальной плоскости суммарного вектора потока акустической мощности \mathbf{W}_Σ при наличии на акватории локального источника, формирующего поток акустической мощности \mathbf{W}_S в направлении φ_0 , и изотропного шума \mathbf{W}_N ($W_N < W_S$); в – примерные зависимости нормированного на P^2 распределения $I(\varphi)$ для нескольких характерных случаев: 1 – изотропный шум без локального источника; 2 – локальный источник в отсутствии шумов; 3 – уровень сигнала W_S значительно выше уровня помехи W_N ; 4 – уровень сигнала $W_S \approx W_N$.

Существует и другой (второй) подход (назовем его **алгоритм II**, в отличие от описанного выше **алгоритма I**), который в основной части совпадает с описанным выше. Отличие касается способа построения гистограммы. А именно, в пределах отдельной выборки в каждую угловую ячейку с номером n , характеризующую средним значением угла пеленга φ_n , записывают интенсивности, например, определяемые из условия:

$$I(\varphi_n) \Rightarrow \hat{I}(\varphi_n) = (1/2) \times \{ [I(\varphi_n) - I(180^\circ + \varphi_n)] + |I(\varphi_n) - I(180^\circ + \varphi_n)| \}.$$

В этом случае **изотропная составляющая шумов акватории достаточно быстро убывает уже при небольших временах усреднения**, и остаются только относительно устойчивые (стационарные) в пространстве и времени анизотропные составляющие шумовых источников. Этот алгоритм может быть эффективно использован для выделения источника слабых сигналов на фоне шумов акватории при условии, что частотные и угловые характеристики выделяемого источника и стационарных составляющих поля помех не совпадают. Наилучший эффект должен получаться в случае шумов акватории, близких к изотропным. Именно в этом случае помехозащищенность приемника, регистрирующего вектор ПАМ, может существенно превышать 20 дБ [8].

Очевидно, что уровни $I(\varphi)$, получаемые по алгоритмам I и II, совпадают только для локализованных стационарных по пеленгу за время обработки источников сигнала. Для поля распре-

ленных шумовых источников уровни обычно получаются различные. Алгоритм II определяет с учетом величины флуктуаций (зависящей от времени усреднения) только уровень анизотропной составляющей потока акустической мощности, поэтому при увеличении времени усреднения τ спадает до этого уровня по классическим правилам. Нетрудно показать, что для алгоритма II, в отличие от (4), всегда значение $I_{\Sigma II} = \sum_{n=1}^M I(\varphi_n) < P^2$. Что касается алгоритма I, то он содержит информацию об амплитудно-пространственном (с учетом флуктуаций) распределении интенсивности и зависит от статистических характеристик исследуемого поля шумов. Поэтому для него, как уже указывалось выше, из-за особенностей формирования пространственного распределения вектора \mathbf{W}_R , угловая зависимость $I(\varphi_n)$ не обязательно совпадает с определенной с помощью протяженной антенной решетки. Хотя в принципе, в случае наличия на акватории не более одного-двух локализованных источников, она может быть восстановлена с помощью относительно несложных алгоритмов обработки.

Пример обработки данных натурального эксперимента в горизонтальной плоскости для акватории Белого моря (глубина места около 300 м) по алгоритмам I и II, когда на акватории отсутствовали видимые локализованные источники, приведен на рис. 3. Нормированное на интегральное значение P^2 угловое распределение $I(\varphi)$ для значения $M = 360$ (угловое разрешение 1°), построен-

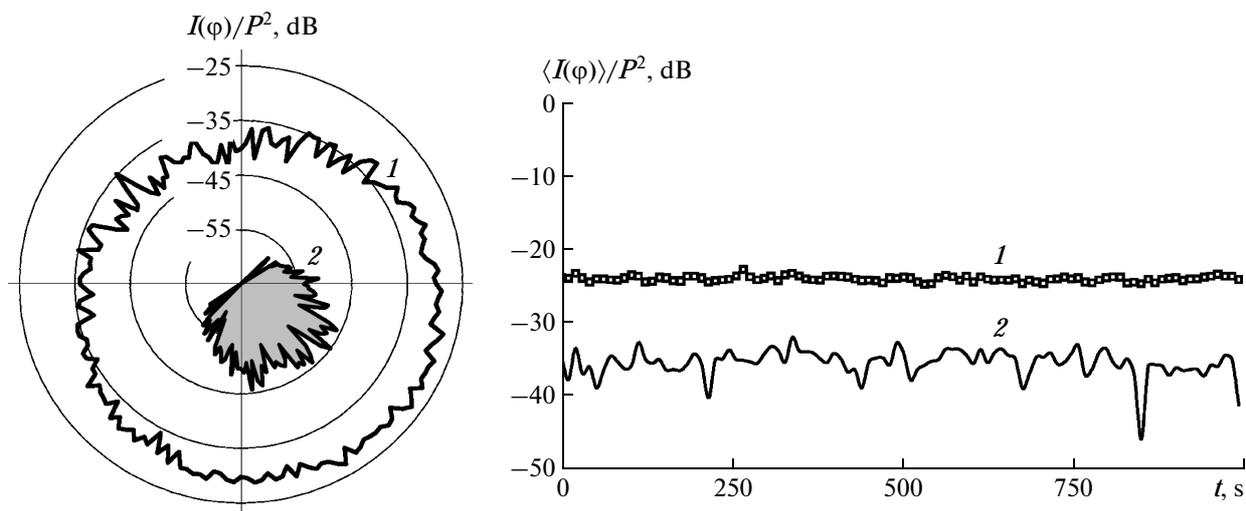


Рис. 3. Нормированное на P^2 пространственное $I(\varphi)$ и усредненное по углу φ в зависимости от времени $\langle I(\varphi) \rangle$ распределения интенсивности шумов на акватории Белого моря в диапазоне частот 78...315 Гц, полученные с помощью алгоритма I (1) и алгоритма II (2).

ное по алгоритму I, соответствует статистическому пространственному распределению вектора \mathbf{W}_R шумов акватории в месте постановки приемной системы в горизонтальной плоскости. Для приводимых на рисунке нормированных значений $I(\varphi)$ хорошо выполняется условие $\sum_{n=1}^{360} (I(\varphi_n)/P^2) = 1$, т.е. интегральный уровень интенсивности равен значению P^2 .

Зависимость $I(\varphi)$, построенная по алгоритму II, отражает пространственное распределение относительно устойчивой в горизонтальной плоскости анизотропной составляющей вектора ПАМ шумового поля, интегральный уровень которой для данного района на $\gamma_a = 13...15$ дБ меньше P^2 . Это означает, что по формальным критериям у одиночного КПМ появляется принципиальная возможность, основанная на измерениях характеристик акустического поля в единственной точке, определять на фоне умеренно изотропных шумовых полей направление на достаточно слабые локализованные источники, для которых соотношение γ_a по каналу давления существенно меньшим единицы.

Однако при оценке потенциальных возможностей выделения слабых сигналов на фоне шумов акватории возникают некоторые проблемы. Так, например, для описанной выше ситуации детерминированный источник с уровнем сигнала на выходе одиночного ненаправленного гидрофона, равным уровню шумов акватории, по ПАМ должен был бы превышать уровень последних в интересующем нас угловом секторе на ту же величину $\gamma_a = 13...15$ дБ. Но это не так. В отличие от антен-

ной решетки, для которой значение γ_a действительно будет характеризовать ее помехозащищенность в заданном угловом секторе, величина ΔI превышения сигнала локализованного источника над уровнем шумов акватории (рис. 2, в) будет зависеть от ряда факторов. Основным из которых является соотношение γ_a по потоку акустической мощности. В отличие от антенной решетки, угловой спектр прихода энергии от локализованного источника, определенный с помощью описанных выше алгоритмов, является довольно широким. Это связано с весьма существенными флуктуациями в пространстве и времени суммарного регистрируемого вектора $\mathbf{W}_S + \mathbf{W}_N$, формируемого с участием локализованного источника. Очевидно, что дисперсия пеленга, как уже указывалось выше, существенным образом зависит и от отношения $|\mathbf{W}_S|/|\mathbf{W}_N|$. Последнее, безусловно, различает определение направления на источник с помощью КПМ и с помощью антенной решетки. Поэтому обычно требуется дополнительная обработка огибающей зависимости $I(\varphi)$ для определения истинного пеленга на источник с заданной точностью, как впрочем, и для определения истинного уровня излучения этого источника.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ С ВЫСОКИМ РАЗРЕШЕНИЕМ

Дальнейшее улучшение соотношения γ_a осуществляется за счет использования алгоритмов спектрального анализа с высоким частотным разрешением, основанных на методах время-частотных преобразований сиг-

налов, описанных в работах [7, 12]. Эти же алгоритмы, как правило, позволяют осуществить пространственное разделение источников дискретных составляющих сигналов, генерируемых различными объектами в одном и том же частотном диапазоне.

Действительно, при уменьшении полосы спектрального анализа дисперсия пеленга может быть уменьшена (а, следовательно, увеличена надежность выделения сигнала локализованного источника на фоне окружающих шумов) за счет увеличения отношения $|W_d|/|W_M|$ (рис. 4), а флуктуационная составляющая – за счет увеличения статистики. Однако во многих практических случаях, особенно для движущихся объектов, время усреднения часто не может быть существенно увеличено. Поэтому практически единственным способом одновременного выполнения обоих условий является увеличение числа анализируемых частотных полос, т.е. увеличение частотного разрешения спектрального анализа. Этот прием в большинстве практических случаев позволяет произвести пространственное разделение двух и более реальных широкополосных источников сигнала, работающих в пересекающихся частотных полосах. Последнее обычно связано с возможностью разделения, как правило, всегда присутствующих дискретных составляющих шумоизлучения большинства морских объектов.

Однако высокое частотное разрешение накладывает свои ограничения на возможности выделения слабых сигналов на фоне окружающих шумов акватории. При этом следует решить две проблемы. Первая связана с необходимостью увеличения массива обрабатываемых данных при узкополосном анализе. Как известно при использовании стандартных алгоритмов БПФ ширина частотной полосы анализа обратно пропорциональна длине выборки. Это означает, что если при работе в частотном диапазоне 0...1000 Гц при частотном разрешении 1 Гц требуется, например, выборка объемом примерно 3000–4000 отсчетов на каждый канал, то при частотном разрешении 0.05 Гц объем выборки может достигать уже 80000 отсчетов. Вторая проблема заключается в наличии флуктуаций сигнала по частоте, как за счет нестабильности работы излучающих механизмов объекта и флуктуаций распространения сигнала, так и за счет эффекта Доплера, если пеленгуемый объект движется.

Наиболее просто решается первая проблема. Для уменьшения объема анализируемой выборки можно использовать так называемые методы цифровой квадратурной и низкочастотной фильтрации с прореживанием. Они обычно предназначены для предварительной обработки сигнала

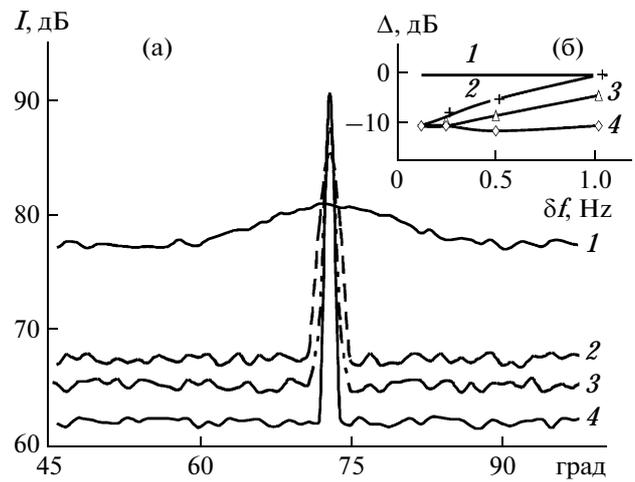


Рис. 4. Профили зависимости $I(\phi)$ для нефлуктуирующего по частоте гармонического сигнала (а) при различном частотном разрешении (1 – 1 Гц; 2 – 0.1 Гц; 3 – 0.06 Гц; 4 – 0.03 Гц) и оценка значения Δ уменьшения $I_{\max}(\phi)$ по отношению к регистрации нефлуктуирующего гармонического сигнала (б) при флуктуации частоты сигнала: 1 – 0.01 Гц; 2 – 0.5 Гц; 3 – 1 Гц; 4 – 3 Гц.

лов, необходимой для реализации алгоритмов спектрального и сонографического анализа с высоким частотным разрешением. Квадратурная фильтрация (комплексная демодуляция) сигналов является приемом, который используется в задачах обработки сигналов в тех случаях, когда полезным с точки зрения решаемой задачи является некоторый участок спектра сигнала внутри частотного интервала $\{f_c; f_c + f_n\}$ [13]. Она реализуется путем умножения исходного сигнала $U(i\Delta t)$, дискретно оцифрованного с частотой квантования $f_d = 1/\Delta t$ (Δt – временной интервал исходного квантования, i – номер отсчета), на комплексную экспоненту $\exp(j2\pi f_c i\Delta t)$. Здесь f_c – нижняя частота анализируемого частотного интервала, $j = \sqrt{-1}$. В результате умножения сигнала $U(i\Delta t)$ на комплексную экспоненту, окрестность его спектра с центром, определяемым частотой экспоненты f_c , переносится в область нулевой частоты. Затем сигнал фильтруется с помощью фильтра низких частот с частотой среза f_n (граница частоты пропускания низкочастотного фильтра), в результате чего сохраняется только интересующий участок спектра внутри частотного интервала $\{f_c; f_c + f_n\}$. Комплексный сигнал, формируемый таким образом, обычно называют комплексной огибающей. Далее в соответствии с шириной полосы низкочастотной фильтрации (условие Найквиста) выбирается новая частота квантования f_D комплексной огибающей, $f_D \geq 2f_n$. Выбор f_D реализуется путем прореживания отсчетов квадра-

турных составляющих сигнала на выходах низкочастотных фильтров. Результатом квадратурной фильтрации с прореживанием является комплексный сигнал, в котором сохранены спектральные характеристики исходного сигнала в диапазоне фильтрации $\{f_c; f_c + f_m\}$, реализуемые в полосе частот от 0 до f_m . Далее осуществляется собственно спектральный анализ с высоким частотным разрешением (ВЧР), основанный на методах время-частотных преобразований сигналов [12, 13].

Наиболее часто рассматриваются три алгоритма таких преобразований: время-частотное представление, основанное на быстром преобразовании Фурье (F -алгоритм), время-частотное представление Вигнера (W -алгоритм) и время-частотное представление с использованием компенсирующей функции вариации частоты сигнала с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) (Q -алгоритм). Каждый из перечисленных типов представления сигналов имеет свои положительные и отрицательные свойства. Это не позволяет однозначно выделить какой-либо один.

Основным параметром алгоритмов ВЧР является эффективная ширина весовой функции $h(t)$, определяющей эффективную ширину скользящего временного окна и применяемой в спектральном анализе для уменьшения боковых лепестков [14]. Выбор эффективной ширины зависит как от алгоритма ВЧР, так и от самого анализируемого сигнала.

Время-частотное представление обычно представляет собой последовательность Фурье-спектров, вычисленных для последовательности отрезков (как правило, перекрывающихся) сигнала $U(t)$ со скользящим временным окном $h(t)$ эффективной ширины ΔT_{eff} . Это представление обладает достаточно хорошей помехоустойчивостью. Уровень помехи для него, как известно [15], падает обратно пропорционально эффективной ширине окна ΔT_{eff} , в то время как интенсивность узкополосного пика, соответствующего сигналу, сохраняется и, следовательно, соотношение $I_{\text{max}}(\varphi) / I_{\text{max}}(\varphi)_{\text{нестаб}}$ увеличивается.

Однако возможные изменения частот дискретных составляющих (ДС) на временном интервале ширины окна приводят к искажению (размыванию) спектра. При этом частотные составляющие спектра ДС будут проявляться в нескольких частотных полосах, что приводит к ухудшению соотношения $I_{\text{max}}(\varphi) / I_{\text{max}}(\varphi)_{\text{нестаб}}$ на выходе и делает дальнейшее уменьшение полосы частотного анализа неэффективным. На рис. 4 приведены результаты модельного эксперимента по определению гистограммы $I(\varphi)$ (разрешение по углу 1°) для гармонического сигнала частотой 230 Гц на фоне изотропных в горизонтальной

плоскости шумов с близким к единице соотношением $I_{\text{max}}(\varphi) / I_{\text{max}}(\varphi)_{\text{нестаб}}$ по каналу давления. Использовался спектральный анализ с различным частотным разрешением δf . Зависимости рис. 4, соответствующие не флуктуирующему по частоте сигналу для частотного разрешения δf соответственно 1 Гц (кривая 1), 0.1 Гц (2), 0.06 Гц (3) и 0.03 Гц (4). На рис. 4, приведены результаты оценок величины Δ , характеризующей уменьшение значения $I_{\text{max}}(\varphi)$ в направлении на источник сигнала при различном частотном разрешении δf стандартно выполняемого БПФ при различной величине частотной флуктуации сигнала локализованного источника по отношению к значению $I_{\text{max}}(\varphi)$ для не флуктуирующего сигнала. Видно, что для нестабильного по частоте сигнала уже при полосе частотного анализа 0.1 Гц можно “потерять” до 10 дБ в соотношении $I_{\text{max}}(\varphi) / I_{\text{max}}(\varphi)_{\text{нестаб}}$. Если ввести параметр α , имеющий смысл скорости изменения мгновенной частоты полезного узкополосного сигнала ($\omega = \omega_0 + \alpha t$), то при ширине окна ΔT_{eff} больше, чем $(2\pi/\alpha)^{1/2}$, интенсивность сигнала начнет падать обратно пропорционально ее ширине, т.е. дальнейшего увеличения соотношения $I_{\text{max}}(\varphi) / I_{\text{max}}(\varphi)_{\text{нестаб}}$ не происходит. В этом смысле ширину окна $\Delta T_{\text{eff}} = (2\pi/\alpha)^{1/2}$ для F -алгоритма следует считать оптимальной.

Для распределения Вигнера на конечных интервалах времени со скользящим временным окном $h(t, \omega)$ характерно, что в отличие от Фурье-преобразования траектория частотно-временного следа ЛЧМ-сигнала на плоскости время-частота воспроизводится безошибочно. С помощью этого распределения со скользящим временным окном возможно выделение (непараметрическая аппроксимация) траекторий частотных следов многокомпонентных сигналов на плоскости время-частота, изменяющихся практически по любому закону. С уменьшением эффективного размера временного окна разрешающая способность анализа, очевидно, снижается.

Для тональных источников, движущихся в среде, Прайс [16] предложил вычислять спектр наблюдаемого на приемнике нестационарного сигнала, заданного на интервале, $[0, T]$ как функцию двух переменных $S(\omega, \alpha)$, где, как и выше, α – параметр, имеющий смысл скорости изменения мгновенной частоты. Алгоритм оценки спектра (Q -алгоритм) заключается в переборе пробных функций по параметру α , а также выборе эффективной длины интервала интегрирования с целью достижения компромисса между разрешающей способностью, ошибками смещения, обусловленными отклонением закона изменения мгновенной частоты от линейного, и помехоустойчивостью. Этот алгоритм обладает более высокой помехоустойчивостью по сравнению с ал-

горитмом, основанным на преобразовании Вигнера. Основной недостаток — необходимость априорного разрешения компромисса между длиной временного отрезка пробной функции и требуемой разрешающей способностью при существенно “криволинейных” траекториях частотно-временных следов, а также необходимость выполнения достаточно большого перебора параметров пробной функции.

При одинаковой ширине временного окна разрешающие способности по частоте рассмотренных алгоритмов для стационарного случая ($\alpha = 0$) соотносятся следующим образом: $\Delta\omega_Q = 2\Delta\omega_F = 4\Delta\omega_W$. Для нестационарных сигналов это соотношение изменяется более сложным образом. Особенностью W - и Q -алгоритмов является то, что для них нет понятия оптимального окна для нестационарных сигналов, поскольку по мере увеличения ширины окна в этих алгоритмах увеличиваются как частотное ($\Delta\omega \sim 1/T$), так и временное ($\Delta T \sim 1/(\alpha T)$) разрешения. При этом амплитуда ЛЧМ-сигнала в сонограмме сохраняется, а уровень помехи падает с увеличением ширины окна. Однако степень помехоподавления в этих алгоритмах различна.

Для W -сонограмм оценку уровня помехи σ^2 можно выразить соотношением, вывод которого аналогичен выводу оценки уровня помехи при взаимно-корреляционном методе оценки уровня узкополосного сигнала [15]: $\sigma_W^2 \sim \frac{A^2\sigma_n^2}{T} + \frac{\sigma_n^4}{T}$ (σ_n^2 — уровень помехи в исходном сигнале). Для Q -сонограмм — $\sigma_n^2 \sim 1/\ln(T)$, т.е. в последнем случае с увеличением длины окна уровень помехи в сонограмме падает значительно медленнее [12]. Очевидно, что при нелинейной зависимости частотных компонент сигнала от времени оценки амплитуды мгновенных частот становятся смещенными.

В качестве иллюстрации на рис. 5, а представлены полученные сонограммы реального сигнала в окрестности частоты 300 Гц, излучаемого равномерно движущимся мимо приемной системы источником, рассчитанные с использованием быстрого преобразования Фурье (“следы” ДС с частотой примерно 299 Гц в этом случае являются более размытыми за счет доплеровского изменения частоты на длине реализации сигнала), на основе преобразования Вигнера (рис. 5, б) и с использованием ЛЧМ-компенсации (рис. 5, в).

Алгоритм, основанный на ЛЧМ-компенсации, обладает наилучшей помехоустойчивостью. Однако для его полной реализации необходимо использовать априорную информацию о макси-

мальной скорости изменения частоты ДС и предполагаемой ширине ДС.

В рамках данной работы использовался F -алгоритм. По ряду технических причин обрабатывались реализации с длительностью записи 10 мин. Поэтому при использовании алгоритма спектрального анализа с высоким частотным разрешением (0.001 Гц) не удалось реализовать его возможности по пространственной локализации источников в полном объеме. Эти результаты носят лишь оценочный характер.

Некоторые экспериментальные результаты

Одной из основных в описываемом эксперименте являлась проблема правильного определения уровня излучения шумов на дискретной составляющей энергообеспечения корабля в районе 50 Гц на уровне фоновых составляющих такого же излучения, генерируемых механизмами, не принадлежащими морскому объекту *Sh1*.

При частотном разрешении 0.05 Гц в спектре сигнала в окрестности 50 Гц хорошо прослеживаются три частотных составляющих — 49.68 Гц, 49.98 Гц и 57.96 Гц (рис. 6). На рис. 7 в логарифмическом (дБ) масштабе представлены диаграммы углового распределения интенсивности излучения $I(\varphi)$ потока акустической мощности в горизонтальной плоскости для этих дискретных составляющих, вычисленные при частотном разрешении 0.2 Гц. Оказалось, что дискретные составляющие с частотами 49.7 Гц и 57.9 Гц имеют выраженное направление на судно *Sh1*. Для сигнала с частотой 50 Гц пространственное распределение излучения выражено не однозначно.

Дальнейшее использование алгоритмов спектрального анализа с высоким разрешением ($\delta f = 0.001$ Гц) позволило сделать вывод, что дискретные составляющие с частотами 49.7 Гц (49.680 Гц) и 57.9 Гц (57.961 Гц) одиночные, а с частотой 50.00 Гц — фактически состоит из 3-х близко расположенных составляющих. Из них дискретные составляющие со средним значением частот 49.987 Гц и 49.998 Гц имеют нестабильный по частоте характер, а составляющая с частотой 50.002 Гц — стабильна. Относительно короткая длина обрабатываемой реализации сигналов, записанных при проведении эксперимента, не дала возможности точно локализовать направление прихода энергии этих сигналов, но, тем не менее, позволила сделать вывод, что первые две частотные составляющие генерируются в доке, а третья связана с шумоизлучением объекта *Sh2*. Этим, по видимому, и объясняется сложный характер углового суммарного распределения интенсивности для этих составляющих, выполненный при частотном разрешении 0.2 Гц.

На рис. 8 представлены диаграммы углового распределения интенсивности потока акустиче-

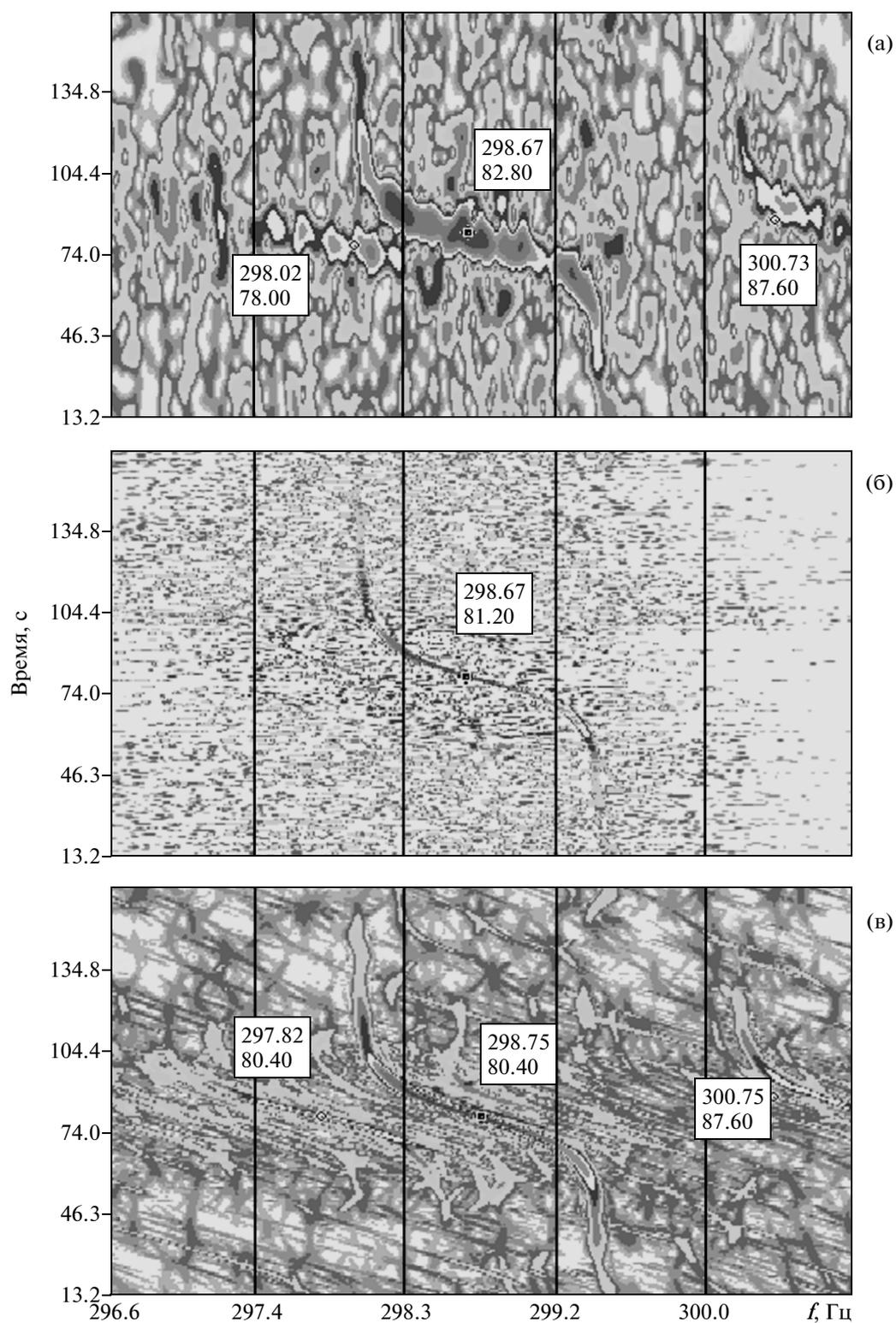


Рис. 5. Пример применения алгоритмов сонографического анализа с высоким частотным разрешением для обработки реального сигнала в окрестности частоты 300 Гц от движущегося равномерно мимо приемной системы морского объекта: (а) F -алгоритм, полоса анализа $\delta f = 0.06$ Гц; (б) W -алгоритм, $\delta f = 0.03$ Гц; (в) Q -алгоритм, $\delta f = 0.06$ Гц. Цифры в прямоугольниках – частота и уровень сигнала на траверзе.

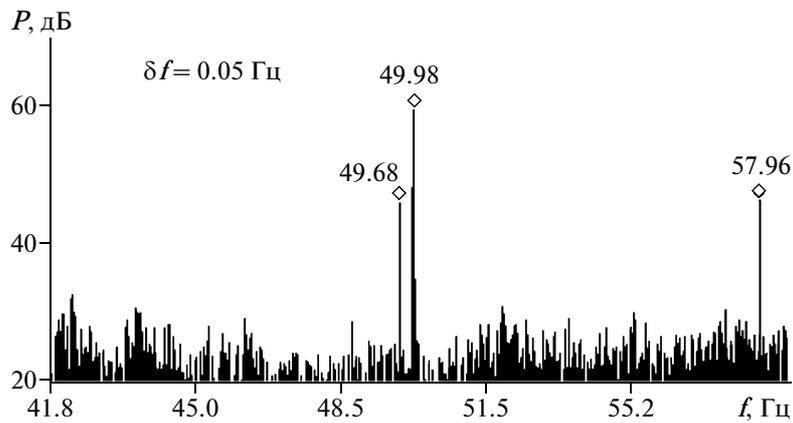


Рис. 6. Фрагмент спектра сигнала, регистрируемого приемником звукового давления в окрестности частоты 50 Гц при частотном разрешении 0.05 Гц.

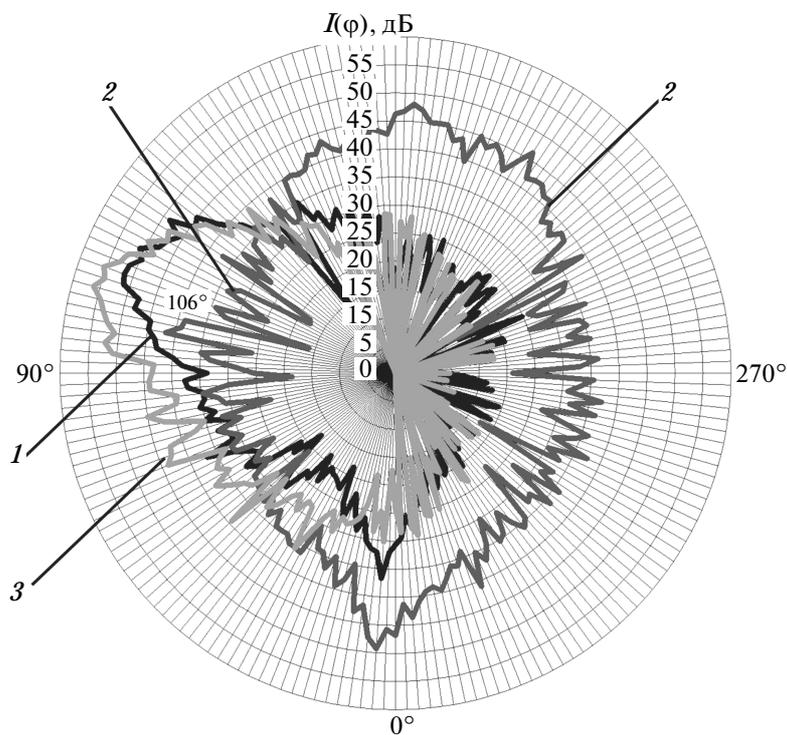


Рис. 7. Диаграмма углового распределения интенсивности в горизонтальной плоскости в полосе анализа 0.2 Гц с центральными частотами: 1 – 49.7 Гц; 2 – 50.0 Гц и 3 – 57.9 Гц. Время усреднения 500 с.

ской мощности для частот 49.7 Гц и 57.9 Гц в вертикальной плоскости ($\delta f_i = 0.2$ Гц). Ось диаграммы 0° соответствует направлению на поверхность. Диаграмма на частоте 49.7 Гц “указывает” на источник, находящийся на расстоянии ~ 23 м по горизонтали от ВП, диаграмма на частоте 57.9 Гц – на источник на расстоянии ~ 50 м, каждый в пределах длины объекта исследований *Sh1*. Приводимые результаты демонстрируют принципиальную возможность определения местопо-

ложения источников на корпусе судна. Следует отметить, что использование двух КПМ, разнесенных в пространстве, позволит сузить диапазон неопределенности определения местоположения источников.

На рис. 9, качестве иллюстрации представлены угловые распределения в горизонтальной и вертикальной плоскостях еще двух дискретных составляющих, принадлежащих объекту *Sh1* с частотами 66.25 Гц и 82.50 Гц. Дискретная составля-

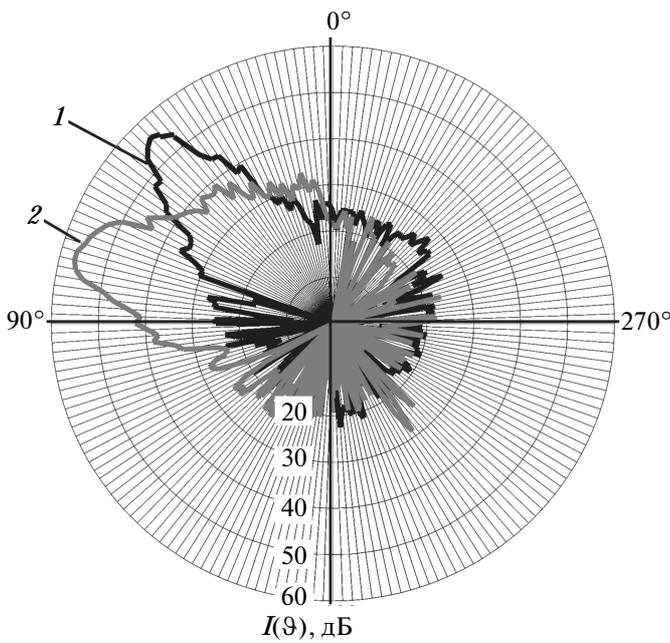


Рис. 8. Диаграмма углового распределения интенсивности в вертикальной плоскости в полосе анализа 0.2 Гц в логарифмическом масштабе с центральными частотами: 1 – 49.7 Гц; 2 – 57.9 Гц. Время усреднения 500 с.

ющая 66.25 Гц при частотном разрешении 0.05 Гц имеет превышение над фоновой составляющей около 15 дБ. Для нее наблюдается ярко выраженное направление на судно с оценкой местоположения 50 м. Частотная составляющая 82.5 Гц на

спектре канала давления выражена чрезвычайно слабо, поэтому имеет менее выраженную направленность с той же оценкой местоположения около 50 м.

Данные рис. 10 иллюстрируют возможности сравнительной оценки спектров шумоизлучения объектов *Sh1* и *Sh2* в третьоктавных полосах частот для составляющих спектра, имеющих направленность на объекты *Sh1* и *Sh2*. Из рисунка видно, что между спектрами имеется существенное различие. Так спектр в низкочастотной части диапазона преимущественно сформирован источниками объекта *Sh1*, а спектр высокочастотной – источниками, находящимися в направлении объекта *Sh2*.

Отметим, что приводимые спектры объектов измерения следует рассматривать лишь как оценочные, так как при наличии на акватории нескольких объектов шумоизлучения, работающих в одном и том же частотном диапазоне, они формируются путем суммирования уровней излучения дискретных (или линейчатых) составляющих. Они “разделены” по направлениям с учетом описанных выше алгоритмов статистической обработки значений проекций вектора ПАМ и спектрального анализа с высоким разрешением. Что касается сплошной части спектра, то его уровень от нескольких источников суммируется в векторе потока акустической мощности сложным образом. Его учет и вклад в общий уро-

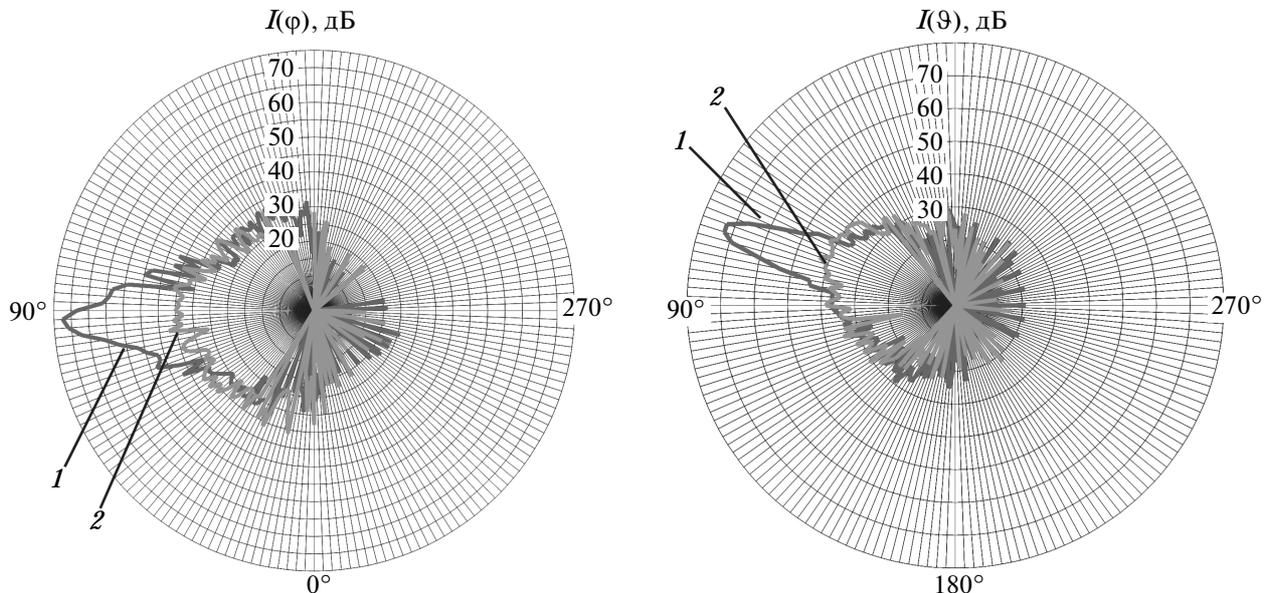


Рис. 9. Диаграмма углового распределения интенсивности в горизонтальной () и вертикальной () плоскостях в полосе анализа 0.2 Гц в логарифмическом масштабе с центральными частотами: 1 – 66.25 Гц; 2 – 82.50 Гц. Время усреднения 500 с.

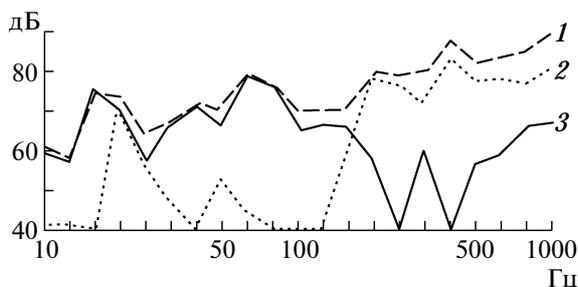


Рис. 10. Третьооктавный спектр в диапазоне 10–1000 Гц с выхода приемника звукового давления (1) и полученный в результате пространственной фильтрации вектора ПАМ для двух объектов: 2 – *Sh2* (с направления $\varphi \approx -114^\circ$) и 3 – *Sh1* (с направления $\varphi \approx 90^\circ$). Время усреднения 10 с.

вень шумоизлучения представляет собой отдельную задачу.

ВЫВОДЫ

Таким образом, продемонстрирована принципиальная возможность использования КПМ для решения задач оценки направления и локализации отдельных источников, селекции источников по принадлежности, более достоверной оценки уровней излучения источников за счет пространственной фильтрации сигналов и отстройки от мешающих сосредоточенных источников в сложной сигнально-помеховой обстановке акватории.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Метод динамических синхронных измерений параметров гидроакустических полей и обработка информации // Труды ВНИИФТРИ. М.: ВНИИФТРИ, 2004. Вып. 47. № 139. С. 84–131.
2. Измерение и контроль параметров гидроакустического поля и алгоритм оценки максимальных уровней движущихся источников излучения при некогерентной обработке // Труды ВНИИФТРИ. М.: ВНИИФТРИ, 2005. Вып. 49. № 141. С. 77–133.
3. Использование приемных антенных решеток для измерения уровней подводного шума движущихся источников // Акуст. журн. 2010. Т. 56. № 2. С. 223–229.
4. Векторно-фазовые методы в акустике. М.: Физматлит, 2007. 480 с.
5. *Roy Jean Alain*. Centre Technique des Systèmes Navals, Toulon, France. Measurement of ships' underwater radiated noise on ranges // UDT Pacific 98. February. 1998. Sydney, Australia. P. 290–295.
6. *Clark J., Tarasek G.* Localization of Radiating Sources along the Hull of a Submarine Using a Vector Sensor Array // Oceans'06, MTS IEEE, Revolutionize Marine Science Technology. Sept. 18–21, 2006. Hynes Convention Center, Boston, Massachusetts.
7. *Gordienko V.A., Krasnopistsev N.V., Nasedkin A.V., Nekrasov V.N., Toropov V.N.* Specific Features of Estimation of Levels and Spatial Spectrum of Ocean Noise by a Single Multicomponent Combined Receiver // Acoust. Phys. 2009. V. 55. № 6. P. 741–753.
8. О помехоустойчивости приемника, регистрирующего поток акустической мощности // Акуст. журн. 2008. Т. 54. № 5. С. 774–785.
9. *Pascal J.L.* Measure de l'Intensité Acoustique // Rev. Pratique de Controle on Industriel. 1982. V. 21. № 115. P. 3840–3846.
10. Sound Intensity Analyzer Type 2134. Instruction Manual. Brüel & Kjær, 1983.
11. Об особенностях определения направления прихода слабых сигналов в поле шумов океана одиночным векторным приемником // Докл. РАН. 1994. Т. 339. № 6. С. 808–811.
12. Алгоритмы со сверхразрешением в задаче измерения параметров нестационарных сигналов // Томографические методы в физико-технических измерениях. Сб. трудов НПО ВНИИФТРИ. М.: ВНИИФТРИ, 1990. С. 97–102.
13. Время-частотные распределения. Обзор // ТИИЭР. 1989. Т. 77. № 10. С. 72–121.
14. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. 1978. Т. 66. № 1. С. 60–67.
15. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. М.: Мир, 1983. Т. 1.
16. *Price M.A.* Progress in Underwater Acoustics. New York: Plenum Press, 1987. 735 p.