

© Мироненко М.В., Стародубцев П.А., Стародубцев Е.П.
Mironenko M., Starodubcev P., Starodubcev E.

ДАЛЬНИЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМ ИЗЛУЧЕНИЙ МОРСКИХ ИСТОЧНИКОВ МЕТОДОМ ПРОСВЕТНОЙ ГИДРОЛОКАЦИИ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

DISTANT PARAMETRIC RECEIVING THE RADIATIONS OF THE SEA SOURCES BY METHOD PROSVETNOY SONAR IN MNOGOLUCHEVOM CHANNEL OF DISTRIBUTION

Аннотация. Рассматриваются закономерности формирования пространственной структуры просветного акустического поля на основе представления многолучевости приходов сигналов как «кластеров». Анализируется структура и характеристики «кластеров» как основных энергонесущих лучей, приходящих на приемную антенну «сверху и снизу», а также сохранение стабильности их фазы при распространении на большие расстояния. Обосновываются практические пути построения приемных систем мониторинга полей среды с использованием фазовой обработки принимаемых волн. Приводятся примеры испытаний системы дальнего параметрического приема гидроакустических полей просветными параметрическими системами в инфразвуковом и дробном диапазонах частот.

Annotation. Considered regularities of the spatial structure of luminal acoustic field based on the idea of multipath signal arrivals as «clusters». The structure and characteristics of «clusters» as the main energy-rays arriving at the receiving antenna from above and below, as well as maintaining the stability of their phase propagation over long distances. Justified by practical ways of constructing the receiving environment monitoring systems fields using phase treatment received wave. Examples are given of tests of long-parametric receiving hydroacoustic fields luminal parametric systems in the fractional and infrasonic frequency bands.

Ключевые слова. Дальний параметрический прием. Метод просветной гидролокации.

Key words. Far parametric method. The method of luminal sonar.

Несмотря на многолучевой хаос распространения сигналов в океаническом волноводе, теоретически обоснована и экспериментально подтверждена закономерность компоновки лучей в отдельные пространственно-угловые группы, в пределах которых они характеризуются достаточно стабильной скоростью распространения и временем прихода на приемные антенны с сохранением стабильности фазы на трассах до сотен километров. Рассматриваемые группы лучей получили название «кластеров». В рамках этой теории бу-

дем рассматривать более простой, но достаточно характерный для практики случай распространения сигналов и их приходов на приемную антенну в виде двух основных энергонесущих, которые соответствуют двум приходам лучей «сверху и снизу» [1–4]. Для этого случая проведем обоснование помехоустойчивого приема просветных акустических волн в условиях протяженного многолучевого гидроакустического канала распространения.

Итак, будем считать, что сигнал на антенне в вертикальной плоскости формируется двумя «кластерами»,

Мироненко Михаил Владимирович – доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории ТОВМИ ВУНЦ ВМФ ВМА;

Стародубцев Павел Анатольевич – доктор технических наук, профессор, профессор кафедры гидроакустики ТОВМИ ВУНЦ ВМФ ВМА, тел. 8-4232 -419379;

Стародубцев Евгений Павлович – преподаватель кафедры гидроакустики ТОВМИ ВУНЦ ВМФ ВМА.

Mironenko Mikhail – doctor of the technical sciences, professor, senior scientific employee of the research laboratory TOVMI VUNC VMF VMA;

Starodubcev Pavel – doctor of the technical sciences, professor, professor of the pulpit of the Hydroacoustics TOVMI VUNC VMF VMA, tel. 8-4232 -419379;

Starodubcev Evgeniy – teacher of the pulpit of the Hydroacoustics TOVMI VUNC VMF VMA.

которые имеют вид

$$P \exp(j\omega_0 t) = S(t). \quad (1)$$

В соответствии с принципом суперпозиции на антенне формируется суммарный сигнал

$$U(t) = S_1(t) + S_2(t), \quad (2)$$

где $S_1(t)$ и $S_2(t)$ – колебания первого и второго кластеров, соответственно.

Примем, что $S_i(t)$ как опорный сигнал, имеющий наименьшее время распространения. Представители «кластеров» $S_1(t)$ и $S_2(t)$ отличаются углами падения на антенну и, кроме того, относительно стабильным временем прихода к антенне. С учетом сказанного, выражение (2) представлено в следующем виде:

$$\begin{aligned} U(t, z) &= a_1 P \exp[j\omega_0(t - \frac{z}{c} \sin \theta_1)] + \\ &+ a_2 P \exp[j\omega_0(t - \frac{z}{c} \sin \theta_2 - \tau)] = \\ &= P_1 \exp[j\omega_0(t - \frac{z}{c} \sin \theta_1)] + \\ &+ P_2 \exp[j\omega_0(t - \frac{z}{c} \sin \theta_2 - \tau)], \end{aligned} \quad (3)$$

где a_1, a_2 – коэффициенты затухания волн в «кластерах»;

θ_1, θ_2 – углы прихода, под которыми «кластеры» приходят на антенну;

τ – относительная временная задержка второго «кластера» относительно первого.

Возьмем преобразование Фурье по t от выражения (3)

$$\begin{aligned} V(\omega, z) &= P \frac{\sin[(\omega - \omega_0)0, 5T]}{[0, 5T(\omega - \omega_0)]} \times \\ &\times \left\{ a_1 \exp(-j\omega_0 \frac{z}{c} \sin \theta_1) + a_2 \exp[-j\omega_0 (\frac{z}{c} \sin \theta_2 + \tau)] \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

где T – длительность сигнала.

Выражение (4) можно представить в виде

$$V(\omega, z) = S(\omega) \cdot H(\omega, z), \quad (5)$$

где $S(\omega) = F\{P \exp(j\omega_0 t)\}$ – преобразование Фурье от $S(t)$;

$$S(\omega) = P \cdot \frac{\sin[0, 5T(\omega - \omega_0)]}{0, 5T(\omega - \omega_0)}, \quad (6)$$

$H(\omega, z)$ – частотно-пространственная характеристика канала распространения,

$$\begin{aligned} H(\omega, z) &= a_1 \exp(-j\omega_0 \frac{z}{c} \sin \theta_1) + \\ &+ a_2 \exp[-j\omega_0 (\frac{z}{c} \sin \theta_2 + \tau)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Оценим спектральную плотность мощности $U(t, z)$, которая находится, как известно, из выражения

$$|U(\omega, z)|^2 = |S(\omega)|^2 \cdot |H(\omega, z)|^2. \quad (8)$$

Как видно из выражения (6)

$$|S(\omega)|^2 = P^2 \cdot \frac{\sin^2 [0, 5T \cdot (\omega - \omega_0)]}{[0, 5T(\omega - \omega_0)]^2}.$$

Легко показать, что

$$|H(\omega, z)|^2 = a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 \cos \varphi, \quad (9)$$

$$\text{где } \varphi = \frac{\omega_0}{c} [z(\sin \theta_1 - \sin \theta_2) - \tau c]. \quad (10)$$

В зависимости от величины φ $|H(\omega, z)|^2$ может принимать различные значения. Если $\varphi = 0, 2\pi$, то $|H(\omega, z)|^2_{\min} = (a_1 - a_2)^2$. В общем случае значение $V(\omega, z)$ в выражении (5) можно считать случайной величиной, равномерно распределенной в интервале от 0 до 2π . Поэтому, усредняя (9) по φ , получаем $|H(\omega, z)|^2 = a_1^2 + a_2^2$.

Из приведенных рассуждений видно, что спектральная плотность мощности на выходе антенной системы имеет нестабильный характер, зависящий от $a_1, a_2, \sin \theta_1, \sin \theta_2$ и τ , вследствие чего и мощность выходного сигнала также будет флуктуировать, так как

$$P_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} |V(\omega, z)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 \cdot |H(\omega, z)|^2 d\omega. \quad (11)$$

Получим теперь спектральную плотность от $V(\omega, z)$ по переменной z , т.е. частотно-волновой спектр сигнала $U(t, z)$. В результате чего

$$\begin{aligned} V(\omega, \mathcal{G}) &= S(\omega) \left\{ a_1 \frac{\sin[0, 5L(K_0 \sin \theta_1 - \mathcal{G})]}{0, 5L(K_0 \sin \theta_1 - \mathcal{G})} + \right. \\ &+ a_2 \frac{\sin[0, 5L(K_0 \sin \theta_2 - \mathcal{G})]}{0, 5L(K_0 \sin \theta_2 - \mathcal{G})} \times \\ &\left. \times \exp(-j\omega_0 \tau) \right\} = S(\omega) \cdot H(\omega, \mathcal{G}), \end{aligned} \quad (12)$$

где \mathcal{G} – пространственная частота;

L – размеры антенны в вертикальной или горизонтальной плоскостях.

Из выражения (12) видно, что на плоскости (ω, \mathcal{G}) пространственные и временные частоты связаны линейной зависимостью с углами наклона луча к плоскости антенны, определяемыми выражениями $(K_0 \sin \theta_1)$ и $(K_0 \sin \theta_2)$. Спектр сигнала на выходе антенны будет представлять собой сумму спектров сигналов «кластеров» с одинаковой по времени частотой ω_0 и разными пространственными частотами

$$\mathcal{G}_1 = \frac{\beta \omega_0}{c} \sin \theta_1 \quad \text{и} \quad \mathcal{G}_2 = \frac{\omega_0}{c} \sin \theta_2.$$

Вследствие этого можно оценить $\sin \theta_1$ и $\sin \theta_2$.

Поэтому, рассчитывая τ по методике, изложенной в работах [3,4], можно оценить $\tilde{H}(\omega, z)$ и затем найти $|\tilde{H}(\omega, z)|^2$. Разделив выражение (8) на $|\tilde{H}(\omega, z)|^2$, найдем

$$\frac{|V(\omega, z)|^2}{|\tilde{H}(\omega, z)|^2} = |S(\omega)|^2 \cdot \frac{|H(\omega, z)|^2}{|\tilde{H}(\omega, z)|^2}. \quad (13)$$

Подставляя (15) в (11) получаем, что мощность сигнала на выходе антенны определяется интегральным

значением спектральной плотности принимаемых сигналов и частотно-пространственными параметрами волновода, как канала распространения.

$$P_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 \cdot \frac{|H(\omega, z)|^2}{|\tilde{H}(\omega, z)|^2} d\omega. \quad (14)$$

Прямая зависимость этих характеристик от параметров гидроакустического канала практически отсутствует, она учтена в его пространственно-частотных характеристиках, которые можно назвать так же, как пространственно-волновые параметры канала распро-

приемников горизонтальной антенны. Флуктуации про- светных сигналов, обусловленные средой, а также наличием помех в этом случае, скомпенсированы как некогерентные составляющие [5–8]. Структурная схема тракта обработки сигналов рассмотренным методом приведена на рис. 1. Спектрограмма шумоизлучения морского судна, полученная во время морского эксперимента, представлена на рис. 2.

Аналогичные по помехоустойчивости и эффективности выделения информационных признаков ис-

Разнесенные приемники

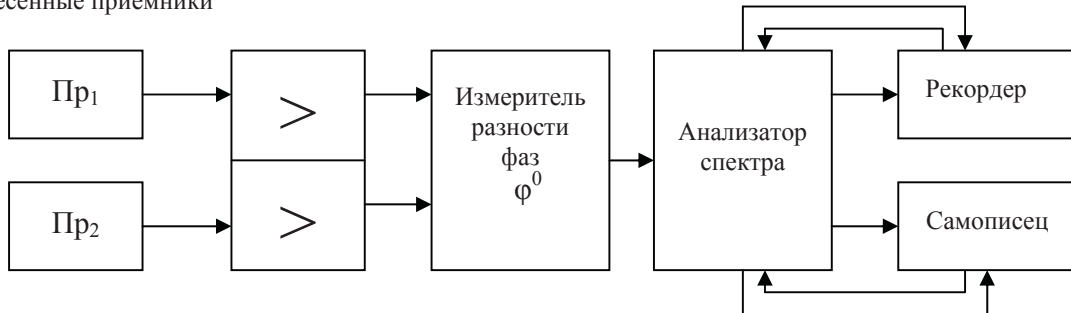


Рис. 1. Структурная схема тракта выделения шумоизлучения объектов методом измерения спектров разности фаз сигналов с разнесенных приемников

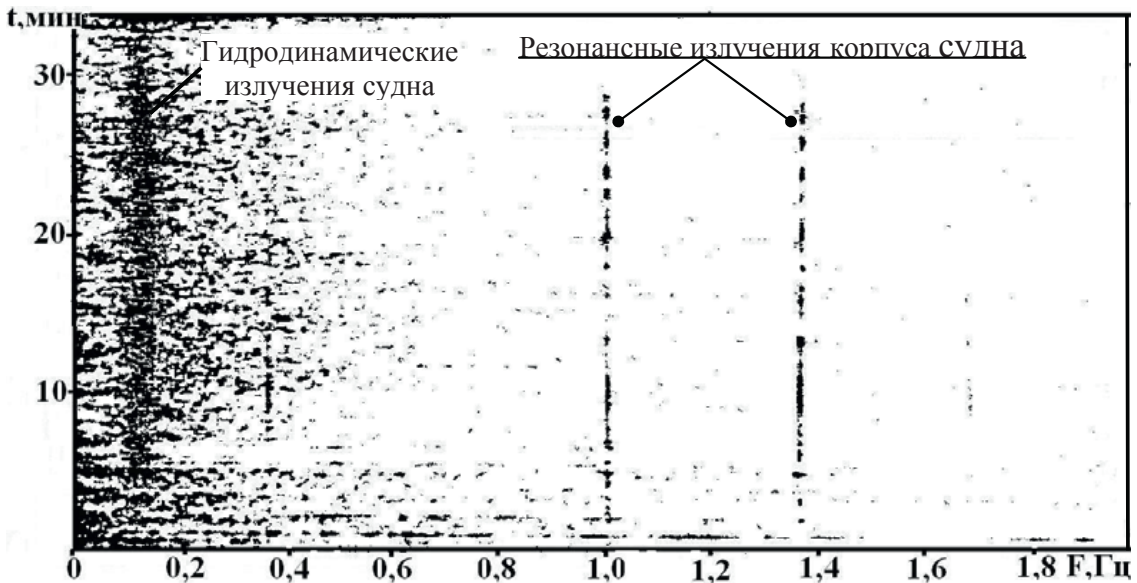


Рис. 2. Спектрограмма шумоизлучения морского судна. Параметрические измерения спектра сигналов разности фаз с одиночных приемников горизонтальной донной антенны: протяженность трассы – 50 км, частота подсветки среды – 400 Гц

странения. Полученная характеристика мощности принимаемых сигналов на выходе многоэлементной антенны предполагает особенность ее формирования и последующую обработку принимаемых сигналов. Для упрощенного случая приема двух основных энергонесущих групп (кластеров) симметричных лучей получены выражения и проведены измерения узкополосных спектров разности фаз сигналов с пространственно разнесенных

точников излучений как модуляционных характеристик, принимаемых лучей «кластеров» можно получить с использованием их взаимной фазовой обработки. Структурная схема такого тракта приведена на рис. 3.

Представим схему фазового детектора, на входы которого поступают детектируемый $P_1(t)$ и детектирующей $P_2(t)$ акустические сигналы, аналитические выражения которых можно представить в следующем виде:

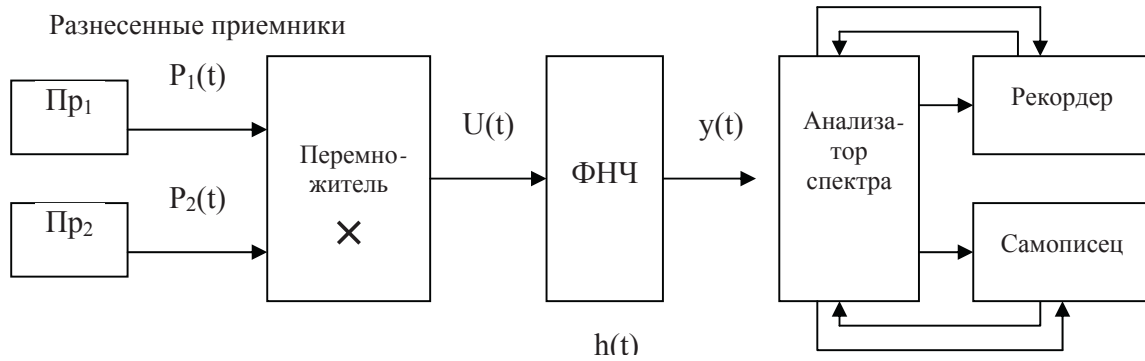


Рис. 3. Структурная схема тракта измерения шумоизлучения объектов методом взаимной фазовой обработки сигналов с разнесенных приемников

$$\begin{aligned}
 P_1 \cos(\omega t) + n(t) &= P_1(t); \\
 P_2 \cos[\omega(t - \tau_0) - \psi(t)] + m(t) &= P_2(t), \quad (15)
 \end{aligned}$$

где $n(t)$, $m(t)$ – выражения некоррелированных эргодических шумов (помех) с нулевым математическим ожиданием.

$$\begin{aligned}
 P_1(t) \times P_2(t) &= [P_1 \cos(\omega t) + n(t)] \times \\
 &\times [P_2 \cos(\omega(t - \tau_0) - \psi(t)) + m(t)] = \\
 &= P_1 \cdot P_2 \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega(t - \tau_0) - \\
 &- \psi(t)) + n(t) \cdot P_2 \cdot \cos(\omega(t - \tau_0) - \psi(t)) + \\
 &+ m(t) \cdot P_1 \cdot \cos(\omega t) + n(t) \cdot m(t) = \\
 &= 0,5 \cdot P_1 \cdot P_2 \cdot \cos(\omega \tau_0 + \psi(t)) + \\
 &+ 0,5 \cdot P_1 \cdot P_2 \cdot \cos(2\omega t - \psi(t) - \omega \tau_0) + \\
 &+ n(t) \cdot P_2 \cdot \cos(\omega(t - \tau_0) - \psi(t)) + \\
 &+ m(t) \cdot P_1 \cdot \cos(\omega t) + n(t) \cdot m(t) = u(t).
 \end{aligned} \quad (16)$$

Аналитическое выражение фильтрации сигнала

$$y(t) = \int_0^T u(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau, \quad (17)$$

где $h(t)$ импульсная характеристика ФНЧ.

Подставив выражение (16) в (17) и представляя его как сумму интегралов, запишем

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \int_0^T 0,5 \cdot P_1 \cdot P_2 \cdot \cos(\omega \tau_0 + \psi(t - \tau)) \cdot h(\tau) d(\tau) + \\
 &+ \underbrace{\int_0^T 0,5 \cdot P_1 \cdot P_2 \cdot \cos(2\omega(t - \tau) - \psi(t - \tau) - \omega \tau_0) \cdot h(\tau) d(\tau)}_{(1)} + \\
 &+ \underbrace{\int_0^T n(t - \tau) \cdot P_2 \cdot \cos(\omega(t - \tau - \tau_0) - \psi(t - \tau)) \cdot h(\tau) d(\tau)}_{(2)} + \\
 &+ \underbrace{\int_0^T m(t - \tau) \cdot P_1 \cdot \cos(\omega(t - \tau)) \cdot h(\tau) d(\tau)}_{(3)} + \\
 &+ \underbrace{\int_0^T n(t - \tau) \cdot m(t - \tau) \cdot h(\tau) d(\tau)}_{(4)}, \quad (18)
 \end{aligned}$$

где $h(t)$ – детерминированная неслучайная функция.

Выражение (2) представляет собой линейную операцию фильтрации, то есть, если шумы $n(t)$ и $m(t)$ гауссовские, то операция фильтрации не изменяет закон распределения, т.е. математическое ожидание останется равным нулю. В то же время оценка математического ожидания стационарного эргодического процесса заключается в его обычном интегрировании по времени. Поэтому выражение (1) в формуле (18) равно нулю, так как фильтр частоту 2ω не пропускает. Выражения (2) и (3) в формуле (18) также примерно равны нулю, так как случайные эргодические процессы $n(t)$ и $m(t)$ являются «взвешенными» детерминированными функциями косинусов и $h(t)$ и усреднены по времени.

Таким образом, фактически в выражении (3) получены математические ожидания линейно взвешенных эргодических процессов, которые по определению равны нулю. Выражение (4) в формуле (18) представляет корреляционный интеграл для некоррелированных шумов, произведение которых взвешено детерминированной функцией $h(t)$. В этой связи интеграл для выражения (4) равен нулю.

В результате выражение (3) можно представить в виде

$$y(t) \approx 0,5 \int_0^T \cos(\psi(t - \tau) + \omega \tau_0) \cdot h(\tau) d\tau, \quad (19)$$

где $\omega \tau_0$ – начальная фаза.

Напряжение на выходе фазового детектора пропорционально фазе $\cos(\psi(t - \tau) + \omega \tau_0)$.

Выражение (19) может быть подвергнуто дальнейшей, например, спектральной обработке, что было подтверждено морскими экспериментами. Полученная физико-математическая зависимость взаимной фазовой модуляции и детектирования акустических сигналов обосновывает возможности их последующей аппаратной обработки в просветных системах мониторинга и контроля протяженных морских акваторий. Примеры реализации такой обработки многолучевых сигналов, как «кластеров», приведены на рис. 4.

В заключение отметим следующее. Проведено физико-математическое обоснование дальнего пара-

метра экспериментально практическая возможность эффективной реализации приема многолучевых сигналов,

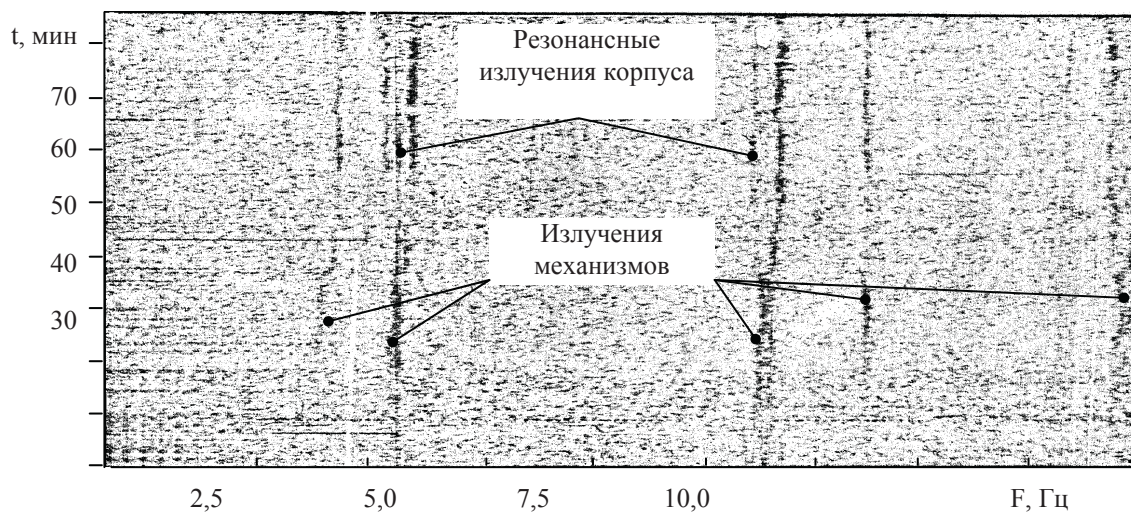


Рис. 4. Спектрограмма шумоизлучения морского судна. Измерение спектров методом взаимной фазовой обработки с использованием мобильной просветной параметрической системы протяженностью 210 км. Частота подсветки среды – 400 Гц

метрического приема сигналов гидрофизических полей морских источников низкочастотным просветным методом гидролокации в условиях протяженного многолучевого канала распространения волн. Обоснована и подтверж-

дена экспериментально практическая возможность эффективной реализации приема многолучевых сигналов, как «кластеров», а также с использованием фазовой обработки просветных волн, принимаемых пространственно разнесенными приемниками протяженных антенн.

Литература

1. Мироненко М.В., Малащенко А.Е., Карачун Л.Э., Василенко А.М. Просветный метод дальней гидролокации гидрофизических полей морской среды. // Монография. Владивосток, СКБ САМИ ДВО РАН, 2006, 172с.
2. Роберт Дж. Урик. Глубоководная цепочка гидрофонов./ Пат. США № 3982222. 1975.
3. Вировлянский А.Л. Времена прихода лучей в условиях лучевого хаоса // «Акустика океана»: сб. докладов 12 сессии РАО, М. – 2002. – с.80-83.
4. Вировлянский А.Л., Любавин Л.Я., Стромков С.А. Взаимосвязь междулучевым и модовым представлениями поля в переменном по трассе волноводе // «Акустика океана»: сб. докладов 12 сессии РАО, М.: 2002, с.84-87.
5. Тихонов В.И. Различие сигналов со случайными амплитудой и фазой. Оптимальный прием сигналов.– М.: Радиосвязь. 1963. – с. 123-140.
6. Мироненко М.В., Стародубцев П.А. Мироненко А.М. Метод низкочастотной гидроакустической томографии и измерительная система контроля морских акваторий // «Акустика океана» Сб. трудов 11 сессии РАО, Т.2.– М.: ГЕОС, 2001, с.7-10.
7. Мироненко М.В., Шостак С.В., Василенко А.М. Параметрическая модель низкочастотного просветного метода гидролокации, особенности его практической реализации в условиях многолучевого океанического волновода.// Сб. трудов 14 сессии РАО, Москва: ГЕОС, 2004. – с.495-501.
8. Мироненко М.В., Шостак С.В. Помехоустойчивость приема информации при реализации просветного метода гидролокации морских акваторий //«Акустика океана», 12 сессия РАО, 9 школа-семинар им.Л.М. Бреховских.– М.: ГЕОС, 2002.– с. 381-386.

Материал поступил в редакцию 12. 05. 2011 г.