

УДК 534.883

© А. Д. Консон, А. А. Волкова, М. Н. Никулин

ОАО «Концерн «Океанприбор»

adKonson@gmail.com, Wolkova.AA@yandex.ru, mnnikulin@gmail.com

ОЦЕНКА РАССТОЯНИЯ ДО ИСТОЧНИКА ШУМОВОГО СИГНАЛА ДВУХЧАСТОТНЫМ МЕТОДОМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Рассмотрена двухканальная система приема шумового сигнала, имеющая в каждом канале разные частотные фильтры. С использованием такой двухканальной системы можно реализовать два способа определения расстояния. Первый способ может быть выполнен, когда параметры фильтров двух каналов могут перестраиваться по частотной шкале, а, следовательно, и по расстоянию. Второй способ определения расстояния может быть выполнен, когда параметры фильтров двух каналов зафиксированы. В первом случае расстояние до источника определяется при равенстве выходных отношений сигнала к помехе в двух каналах. Во втором — расчетным путем по соотношению выходных отношений сигналов к помехе. Получено аналитическое описание двухчастотного метода определения расстояния до источника шумового сигнала в двух вариантах: при применении оптимальных фильтров и при применении фильтров с ограниченной частотной полосой. Проведены расчеты для количественного сопоставления и оценки применимости полосовых фильтров. Показано, что двухканальная система с полосовыми фильтрами не имеет симметричных выходных характеристик относительно центра расстояний, определяемого как среднее геометрическое значение расстояний настройки двух фильтров. Эффективность метода будет различной для условий нахождения источника сигнала по расстоянию до или после центра расстояний. Показано, что в рассматриваемой двухканальной системе метод определения расстояния по способу перестройки параметров фильтров по частоте не может быть реализован аналогично тому, как это происходит при использовании оптимальных фильтров. Полученные в работе функциональные зависимости обеспечивают возможность дальнейшего развития двухчастотного метода определения расстояния до источника шумового сигнала с использованием полосовых фильтров применительно к условиям реальных помех.

Ключевые слова: шумопеленгование, оценка расстояния, оптимальные фильтры, полосовые фильтры.

A. D. Konson, A. A. Volkova, M. N. Nikulin

JSC «Concern «Oceanpribor»

adKonson@gmail.com, Wolkova.AA@yandex.ru, mnNikulin@gmail.com

ESTIMATION OF DISTANCE TO NOISE SIGNAL SOURCE BY TWO-FREQUENCY METHOD WITH THE USE OF BAND-PASS FILTERS

The two-channel system of noise signal reception with different frequency filters in each channel is considered. With the use of such two-channel system two methods of distance estimation can be realized. The first method of distance estimation can be executed when it is possible to tune parameters of filters of two channels on frequency scale, and hence on distance. The second method of distance estimation can be executed when parameters of filters of two channels are fixed. In the first case the distance to the source is determined at equality of output signal to noise ratios in two channels. In another case — by calculations according to the relationship of output signal to noise ratios. Analytical description of a two-frequency method of determination of distance to noise signal source is received in two variants: when using optimum filters and when using filters with limited frequency band. Calculations for quantitative comparison and estimation of applicability of band-pass filters are carried out. It is shown that two-channel system with band-pass filters has no output characteristics symmetrical with respect to the center of distances determined as average geometrical value of distances of two filters tuning. Efficiency of the method will be different for signal source located closer or further than the center of distances. It is shown that the distance determination method based on tuning filter parameters on frequency cannot be realized in considered two-channel system similarly to how it occurs at the use of optimum filters. Functional dependences received in the research provide possibility of the further development of the two-frequency method of determination of distance to noise signal source with the use of band-pass filters for conditions of real noise.

Key words: passive listening, distance estimation, optimum filters, band-pass filters.

При построении средств пассивной гидролокации для обнаружения и пространственной локализации шумящих объектов используют физические свойства распространения звука в океане [1–3], в частности, частотную зависимость затухания сигнала при его распространении в среде. Для оптимизации процедуры обнаружения шумового сигнала используют фильтр, амплитудно-частотная характеристика которого оптимально настроена по критерию максимума отношения сигнала к помехе для обнаружения источника на определенном расстоянии. Для обнаружения сигналов от разноудаленных источников создают систему, состоящую из совокупности обнаружителей с оптимальными фильтрами, перестраиваемыми по частотным параметрам под требуемое расстояние. С помощью такой системы может быть решена обратная задача, а именно проведена оценка расстояния через параметры фильтра, в котором наблюдался максимум отношения сигнала к помехе. Такой метод определения расстояния именуют методом «оптимальных частот» [1, 2]. При использовании системы, в которой количество каналов фильтрации ограничено, оценка расстояния может быть проведена по величине соотношения между значениями отношения сигнала к помехе на выходе двух разнесенных по частоте фильтров. Такой метод определения расстояния именуют двухчастотным методом [3].

На практике часто используют полосовые фильтры с ограниченной амплитудно-частотной характеристикой. В литературе рассматривался вопрос возможности аппроксимации оптимальных фильтров полосовыми фильтрами применительно к задаче обнаружения [4] и применительно к задаче определения расстояния методом «оптимальных частот» [2]. Показано, что использование таких фильтров может заменить оптимальные фильтры при допустимых потерях по помехоустойчивости и точности оценки расстояния.

Вопрос использования полосовых фильтров для оценки расстояния двухчастотным методом не рассматривался. Целью работы является аналитическое исследование возможности определения расстояния двухчастотным методом и условий его применения при использовании полосовых фильтров.

Двухчастотный метод с использованием оптимальных фильтров. Рассмотрим систему, которая имеет два параллельных канала типовых обнаружителей, частотные фильтры которых оптимально настроены по критерию максимума отношения сигнала к помехе для обнаружения источников сигнала на двух различных расстояниях. Система имеет возможность перестраиваться путем выбора расстояния для каждого фильтра и дает на выходе соотношение между значениями отношения сигнала к помехе в каждом канале в том случае, когда источник сигнала находится на произвольном расстоянии. Исследуем возможности указанной системы для оценки расстояния и определим в общем виде качество решения задачи при использовании в двухчастотном методе оптимальных фильтров.

Пусть фильтр одного канала обработки настроен на оптимальный прием сигнала от цели на расстоянии r^* , а фильтр другого канала — от цели на расстоянии r^{**} . Будем всегда полагать, что $r^{**} \geq r^*$. Источник сигнала находится на некотором расстоянии r .

Для спектров мощности сигнала и помехи на выходе антенны для обоих каналов обработки можно записать:

$$\Phi_S(f) = S_s f^{-n} r^{-2} \exp[-\beta_0 f^l r] A(r), \quad (1)$$

$$\Phi_N(f) = S_n f^{-m} \gamma_0^{-1} f^{-k}, \quad (2)$$

где S_s — мощность сигнала в источнике излучения (на частоте 1 кГц, в полосе 1 Гц, на расстоянии 1 м от акустического центра источника); S_n — мощность помехи на частоте 1 кГц, в полосе 1 Гц; $S_s f^n$ — спектральная плотность сигнала в поле; $S_n f^m$ — спектральная плотность помехи в поле; f — частота; r — расстояние до источника; $\beta_0 f^l$ — частотно-зависимый коэффициент пространственного затухания; $A(r)$ — коэффициент аномалии; $\gamma(f) = \gamma_0 f^k$ — частотно-зависимый коэффициент концентрации приемной аддитивной антенны.

Амплитудно-частотная характеристика оптимального фильтра в первом канале обработки (для r^*) согласно [5] будет иметь вид:

$$K_{\Phi}(f) = K_0 f^{(m+k)-\frac{n}{2}} \exp[-0.5\beta_0 f^l r^*]. \quad (3)$$

В типовой схеме оптимального обнаружителя, состоящего из фильтра с амплитудно-частотной характеристикой вида (3), квадратичного детектора и осреднителя, для входного сигнала вида (1) приращение постоянной составляющей сигнала на выходе равно мощности сигнала [6]:

$$I_S = \int_0^{\infty} \Phi_S(f) K_{\Phi}^2(f) df = S_S K_0^2 A(r) r^{-2} \int_0^{\infty} f^{2(m+k)-2n} \exp[-\beta_0 f^l (r^* + r)] df.$$

Для мощности флуктуаций помехи, которая на входе описывается выражением (2), на выходе обнаружителя первого канала имеем:

$$\sigma_N^2 = \int_0^{\infty} [\Phi_N(f) K_{\Phi}^2(f)]^2 df = S_N^2 \gamma_0^{-2} K_0^4 \int_0^{\infty} f^{2(m+k)-2n} \exp(-2\beta_0 f^l r^*) df.$$

Интегрируя согласно [7], для мощности полезного сигнала и мощности флуктуаций помехи на выходе обнаружителя первого канала получим, соответственно:

$$I_S(r^*) = S_S K_0^2 \cdot \frac{A(r)}{r^2} \cdot \frac{\Gamma(v)}{l \mu_S}; \quad \sigma_N^2(r^*) = S_N^2 \gamma_0^{-2} K_0^4 \frac{\Gamma(v)}{l \mu_n^v},$$

где $\Gamma(v)$ — гамма-функция; $v = (2m + 2k - 2n + 1)/l$ — совокупный показатель частотной зависимости свойств сигнала, помехи, коэффициента концентрации и затухания сигнала в среде, который при $n \approx 2$ для большинства реальных источников шумоизлучения [8] и при $l \approx 3/2$ [9, 10] можно принять $2 \leq v \leq 4$ со средним значением $v \approx 3$; $\mu_S = \beta_0(r^* + r)$; $\mu_n = 2\beta_0 r^*$.

Для отношения сигнала к помехе по мощности на выходе обнаружителя, когда источник находится от приемника на расстоянии r , а фильтр настроен на расстояние r^* , запишем:

$$q^{*2} = \frac{I_S^2}{\sigma_N^2} = k^2 \cdot \frac{\mu_n^v}{\mu_S^{2v}},$$

где $k = S_S \gamma_0 A(r) \Gamma^{1/2}(v) / (S_N r^{2l/2})$.

Отношение сигнала к помехе на выходе обнаружителя второго канала, фильтр которого оптимально настроен на расстояние r^{**} , описывается аналогично. Тогда, для соотношения между значениями отношения сигнала к помехе на выходах двух каналов обработки при произвольном удалении источника сигнала r имеем:

$$Q = \frac{q^{**2}}{q^{*2}} = \left(\frac{r^{**}}{r^*} \right)^v \cdot \left(\frac{r^* + r}{r^{**} + r} \right)^{2v}. \quad (4)$$

Введем новые переменные:

$\rho = r/(r^* r^{**})^{1/2}$ — параметр, характеризующий положение источника сигнала относительно среднего геометрического центра двух расстояний, на которые настроены оптимальные фильтры двух каналов;

$\theta = (r^{**}/r^*)^{1/2}$ — параметр, характеризующий отношение расстояний, на которые настроены два оптимальных фильтра.

Перепишем выражение (4) с новыми переменными:

$$Q = \left(\frac{1 + \theta \rho}{\theta + \rho} \right)^{2v}. \quad (5)$$

Назовем точку по переменной ρ , в которой достигается равенство выходных отношений сигнала к помехе в двух каналах системы пеленгационным центром системы. Присваивая в (5) значение

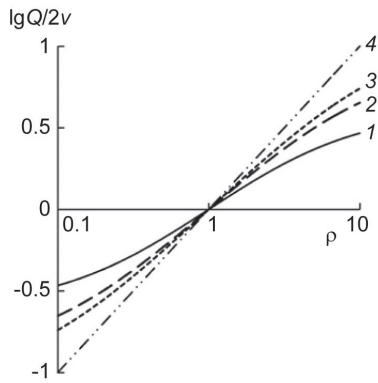


Рис. 1. Выходная характеристика двухканальной системы определения расстояния с оптимальными фильтрами в зависимости от относительного расстояния до источника ρ для различного разнесения частотных фильтров θ .
 1 — $\theta = 4$; 2 — $\theta = 8$; 3 — $\theta = 12$;
 4 — $\theta \rightarrow \infty$.

расстояние до цели. При этом параметр θ , характеризующий отношение расстояний, на которые настроены фильтры, выступает как параметр настройки системы с помощью частотного разнесения фильтров. Можно показать, что при $\theta \rightarrow \infty$ зависимость $Q(\rho)$ асимптотически приближается к зависимости вида $Q = \rho^{2v}$, которая также приведена на рис. 1 ($\theta \rightarrow \infty$).

В рассматриваемой двухканальной системе на основе функциональной зависимости вида (5) можно реализовать два способа определения расстояния.

Первый способ определения расстояния может быть выполнен, когда параметры фильтров двух каналов могут перестраиваться по частоте, а, следовательно, и по расстоянию. В динамике работы системы путем перестройки параметров фильтров добиваются равенства отношения сигнала к помехе в двух каналах. Тогда искомое расстояние до цели определится из равенства $r = (r^* r^{**})^{1/2}$.

Другой способ определения расстояния может быть выполнен, когда параметры фильтров двух каналов зафиксированы. Тогда по измеренным значениям отношения сигнала к помехе в двух каналах вычисляют их соотношение (Q), по которому определяют значение ρ , и, следовательно, расстояние до цели r .

Двухчастотный метод с использованием полосовых фильтров. На практике применяют квазиоптимальные фильтры, полоса пропускания которых $\Delta F = f_2 - f_1$ ограничена частотами f_1, f_2 . Параметры полосового фильтра выбираются таким образом, чтобы обеспечить для типового обнаружителя минимальные потери помехоустойчивости относительно оптимального.

Исследуем возможность решения задачи оценки расстояния двухчастотным методом с использованием полосовых фильтров. Как и ранее рассмотрим двухканальную систему типовых обнаружителей, отличием которой является использование полосовых фильтров, настроенных на квазиоптимальный прием сигнала с расстояний r^* и r^{**} .

Для квадрата отношения сигнала к помехе источника на произвольном расстоянии r на выходе обнаружителя первого канала, имеющего полосовой фильтр, ограниченный частотами f_1^* и f_2^* , можно записать:

$$\hat{q}^{*2} = \frac{\left[\int_{f_1^*}^{f_2^*} \Phi_S^2(f, r) K_\Phi^2(f, r^*) df \right]^2}{\int_{f_1^*}^{f_2^*} \left[\Phi_N^2(f) K_\Phi^2(f, r^*) \right]^2 df}$$

$Q = 1$, несложно получить значение пеленгационного центра, которое достигается при $\rho = 1$, то есть совпадает со средним геометрическим центром двух расстояний, выбранных для системы.

Логарифм полученного выражения (5) позволяет рассматривать его как произведение двух независимых составляющих, одна из которых обусловлена внешними условиями по параметрам сигнала и среды (v), а другая — параметрами системы по частотному разнесению фильтров (θ):

$$\lg Q = 2v \cdot \lg \left(\frac{1 + \theta \rho}{\theta + \rho} \right).$$

На рис. 1 приведен график выходной характеристики двухканальной системы в зависимости от относительного расстояния до цели ρ с параметром частотного разнесения фильтров θ , принимающим значения 4, 8, 12. Значения ρ по оси абсцисс приведены в логарифмическом масштабе.

Видно, что двухканальная система, состоящая из типовых оптимальных обнаружителей, настроена симметрично относительно своего пеленгационного центра, совпадающего со средним геометрическим центром по расстоянию, на текущее

Подставляя сюда выражение (1) для спектра сигнала, прошедшего расстояние r , выражение (2) для спектра помехи и выражение (3) для амплитудно-частотной характеристики фильтра, настроенного на расстояние r^* , после интегрирования при новой переменной $z = f^l$ получим:

$$\hat{q}^{*2} = k_0^2 \frac{\mu_n^v}{\mu_s^{2v}} \cdot \frac{[\gamma(v, \mu_s z_2^*) - \gamma(v, \mu_s z_1^*)]^2}{\gamma(v, \mu_n z_2^*) - \gamma(v, \mu_n z_1^*)}$$

где $k_0 = S_s \gamma_0 A(r) / (S_n r^2 l^{1/2})$; $v = (2m + 2k - 2n + 1) / l$; $\mu_s = \beta_0(r^* + r)$; $\mu_n = 2\beta_0 r^*$; $z_2^* = f_2^{*l}$; $z_1^* = f_1^{*l}$; $\gamma(\alpha, x)$ — нижняя неполная гамма-функция.

Используя аналогичные преобразования, можно получить выражение для оценки отношения сигнала к помехе на выходе обнаружителя второго канала, полосовой фильтр которого, настроенный на прием сигнала с расстояния r^{**} , ограничен частотами f_1^{**} и f_2^{**} .

Полосовой фильтр, ограниченный частотами f_1 и $f_2 = \eta f_1$, имеет полосу $\Delta F = f_1(\eta - 1)$ и среднюю геометрическую частоту $f_{cp} = f_1 \eta^{1/2}$. Отсюда $f_1 = f_{cp} / \eta^{1/2}$ и $f_2 = f_{cp} \eta^{1/2}$.

Экстремум функции $q^2(f_{cp}, \eta)$ определяется равенством нулю ее производной по f_{cp} , откуда получим:

$$\sqrt{\eta} \cdot \left. \frac{\Phi_S^2(f)}{\Phi_N^2(f)} \right|_{f=f_{cp}\sqrt{\eta}} = \frac{1}{\sqrt{\eta}} \cdot \left. \frac{\Phi_S^2(f)}{\Phi_N^2(f)} \right|_{f=\frac{f_{cp}}{\sqrt{\eta}}}$$

Из этого равенства, используя зависимости (1) и (2), можно установить выражение для f_{cp} при заданном значении η , определяющем частотную полосу фильтра:

$$f_{cp} = \left[\frac{v \cdot \ln \eta^l}{2\beta_0 r} \cdot \frac{\eta^{l/2}}{(\eta^l - 1)} \right]^{1/l}$$

Тогда, используя введенные ранее параметры ρ и θ , при условии равенства относительных ширин частотных полос фильтров обоих каналов (η), для соотношения между значениями отношения сигнала к помехе на выходах двух каналов при произвольном удалении источника сигнала имеем:

$$Q_\eta = \left(\frac{1 + \theta\rho}{\theta + \rho} \right)^{2v} \cdot \frac{[\gamma(v, \chi \frac{\theta + \rho}{\theta}) - \gamma(v, \chi \eta^{-l} \frac{\theta + \rho}{\theta})]^2}{[\gamma(v, \chi(1 + \theta\rho)) - \gamma(v, \chi \eta^{-l}(1 + \theta\rho))]^2}$$

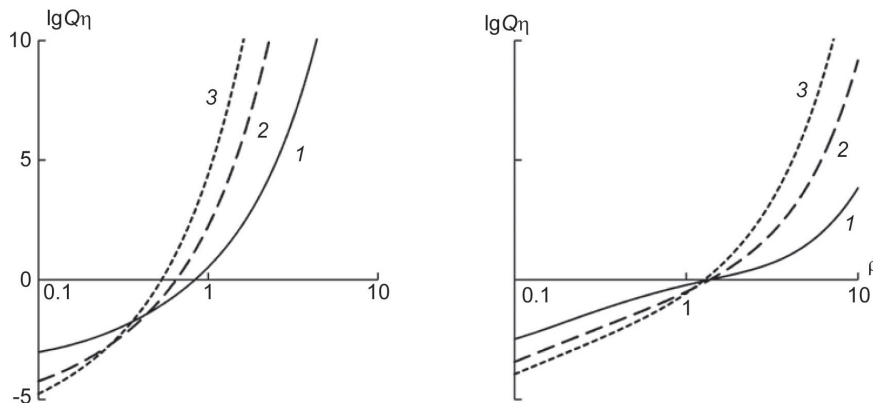


Рис. 2. Выходная характеристика двухканальной системы определения расстояния с полосовыми фильтрами в зависимости от относительного расстояния до источника ρ для различного разнесения частотных фильтров θ при двух значениях относительной частотной полосы фильтров в каналах системы η .
 a — $\eta = 2$; b — $\eta = 8$. 1 — $\theta = 4$; 2 — $\theta = 8$; 3 — $\theta = 12$.

где $v = (2m + 2k - 2n + 1)/l$; $\rho = r/(r^*r^{**})^{1/2}$; $\chi = \frac{v\eta^l \ln(\eta^l)}{2(\eta^l - 1)}$; $\theta = (r^{**}/r^*)^{1/2}$; η — относительная ширина

частотной полосы фильтра.

Можно показать, что при $\eta \rightarrow \infty$ и $l > 0$ зависимость $Q_\eta(\rho)$ асимптотически приближается к зависимости $Q(\rho)$ для системы оптимальных фильтров (5), которая приведена на рис. 1.

Выходные характеристики двухканальной системы $Q_\eta(\rho)$ при фиксированном значении параметра v , которое, как показано ранее, можно принять $v = 3$, для различно настроенных систем по частотному разнесению фильтров $\theta = 4, 8, 12$ приведены на рис. 2. По шкале ординат отложены значения $\lg(Q_\eta)$. Значения ρ по оси абсцисс приведены в логарифмическом масштабе. Выходные характеристики двухканальной системы приведены при фиксированном относительном значении ширины полосы фильтров в каждом частотном канале системы $\eta = f_2/f_1$.

Как видно из рис. 2, пеленгационный центр системы (аргумент характеристики при $Q_\eta = 1$) достигается при различных значениях ρ , отличных от единицы. Из этого следует, что реализация метода по способу перестраивания параметров фильтров по частоте до момента достижения равенства отношения сигнала к помехе в двух каналах ($Q_\eta = 1$) не может быть реализована аналогично использованию оптимальных фильтров, поскольку средний геометрический центр системы по расстоянию не совпадает с истинным положением источника. Монотонность зависимости $Q_\eta(\rho)$ позволяет реализовать метод оценки расстояния с использованием аналитического расчета по способу, в котором параметры фильтров двух каналов фиксированы.

При анализе скорости нарастания крутизны зависимости $Q_\eta(\rho)$ можно выделить два участка расстояний относительно пеленгационного центра. На расстояниях менее пеленгационного центра скорость нарастания крутизны зависимости $Q_\eta(\rho)$ значительно меньше, чем на расстояниях более пеленгационного центра при любом разнесении фильтров по частоте (параметру θ). Установленная закономерность должна учитываться при практической реализации двухчастотного метода.

Можно заметить, что увеличение ширины полосы фильтров (η) приводит к увеличению крутизны характеристики $Q_\eta(\rho)$ только при совместном увеличении частотного разнесения фильтров (θ). Совокупный анализ характеристики $Q_\eta(\rho)$ при значениях параметра θ от 2 до 20 и значениях параметра η от 1 до 10 показал, что при условии соотношения между этими параметрами 2:1 ($\theta \approx 2\eta$) пеленгационный центр системы, в котором $Q_\eta(\rho) = 1$, будет близок к точке среднего геометрического центра системы по расстоянию $\rho \approx 1$. Это позволяет построить систему с полосовыми фильтрами, наиболее близкую по своей эффективности к системе с оптимальными фильтрами.

Таким образом, анализ характеристики $Q_\eta(\rho)$ позволяет получить ряд практически важных результатов для двухчастотного метода оценки расстояния с использованием полосовых фильтров:

- оценка расстояния двухчастотным методом с использованием полосовых фильтров возможна;
- двухканальная система с полосовыми фильтрами не имеет симметричных выходных характеристик относительно пеленгационного центра;
- эффективность метода будет существенно различной для разных расстояний нахождения источника сигнала относительно пеленгационного центра системы;
- при соотношении параметров $\theta \approx 2\eta$ пеленгационный центр системы близок к точке среднего геометрического центра системы по расстоянию $\rho \approx 1$, что характерно для системы с оптимальными фильтрами.

Таким образом, оценку расстояния двухчастотным методом можно проводить с использованием полосовых фильтров. При этом показатели качества по разрешающей способности будут определяться не только параметрами системы, но и расстоянием до источника сигнала. Настройка системы для получения показателей качества близких к тем, которые дает система оптимальных фильтров, возможна в окрестности фиксированного расстояния до источника сигнала. В частности, для настройки положения пеленгационного центра системы в окрестность

среднего геометрического центра по расстоянию необходимо обеспечить частотное разнесение фильтров, вдвое превышающее относительную ширину частотной полосы фильтров.

Полученные в работе функциональные зависимости обеспечивают возможность развития двух-частотного метода определения расстояния до источника шумового сигнала с использованием полосовых фильтров в условиях реальных помех.

References

1. Demidenko V. A., Perelmuter Yu. S. Spectral Method of the Range Estimation. *Hydroacoustics*. 2006, 6, 51—59 (in Russian).
2. Golubev A. G. Rustling Object Coordinates Estimation Algorithm in Passive Sonar System. *Fundam. prikl. gidrofiz.* 2009, 1(3), 47—56 (in Russian).
3. Volkova. A. A., Konson A. D. The Two-frequency Distance Estimation Method Potentialities. *Hydroacoustics*. 2009, 9, 43—51 (in Russian).
4. Lekomtsev V. M., Moskvichev D. P. Improvement of Detection Algorithms for Hydroacoustic Signals. *Akusticheskij Zhurnal*. 1995, 41 (2), 267—271 (in Russian).
5. Zarayskiy V. A., Tyurin A. M. Sonar Theory. Leningrad, Naval Academy of the order of Lenin and Ushakov, 1975 (in Russian).
6. Gatkin N. G. et al. The immunity of the standard tract detection. *K., Tekhnika*, 1971 (in Russian).
7. Gradshteyn I. S., Ryzhik I. M. Tables of integrals, sums, series, and products. M., Nauka, 1971. 1100 p. (in Russian).
8. Ocean acoustics / L. M. Brekhovskikh. M., Nauka, 1974. 693 p. (in Russian).
9. Matviyenko V. N., Tarasyuk Yu. F. The range of hydroacoustic tools. Leningrad, Sudostroyeniye, 1983. 205 p. (in Russian).
10. Stashkevich A. P. Sea acoustics. Leningrad, Sudostroyeniye, 1966. (in Russian).

Статья поступила в редакцию 09.09.2014 г.