

ПЕЛЕНГАЦИЯ ЛОКАЛИЗОВАННОГО ИСТОЧНИКА АКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ ЗНАКОВОГО КОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА

Рассмотрена задача определения в двухканальном акустическом пеленгаторе угла пеленга движения человека с применением в тракте обработки сигнала знакового коррелятора.

Актуальной проблемой является использование робототехнических систем при решении задач, когда возникает опасность для жизни человека или нужна высокая точность сложных математических расчетов и необходимо упростить работу оператора. Робототехнические комплексы применяются в качестве разведчиков, саперов, могут выдавать информацию о параметрах движения объектов и их координатах, которая впоследствии используется для управления наиболее важными параметрами систем. Системы, решающие задачи разведки, должны быть скрытными, поэтому исследуем возможность построения пассивной системы пеленгации объектов.

Специфика автономных информационных систем заключается в том, что пеленгация объектов осуществляется в них на фоне распределенных в пространстве помех на расстояниях, соизмеримых с размерами объектов, при малом времени взаимодействия.

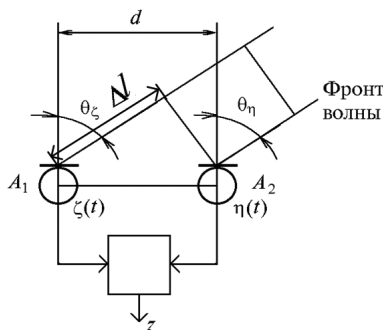
В настоящей работе рассмотрено применение знакового взаимокорреляционного метода для определения угла пеленга источника сигнала в акустической системе. Акустические сигналы, полученные от шагов идущего человека, представляют собой широкополосные случайные процессы. Приемная часть акустического пеленгатора состоит из двух микрофонов, разнесенных на расстояние d .

Рассмотрим функциональную схему двухканального пеленгатора. Для обоснования потенциальных характеристик пеленгаторов локализованных источников широкополосных излучений на фоне распределенных в пространстве помех исследуем взаимные статистические характеристики сигналов на выходах широкополосных антенн A_1 и A_2 (рис. 1).

Исследование статистических характеристик проводили при следующих допущениях: амплитудные центры антенн A_1 и A_2 совпадают, а фазовые центры разнесены на расстояние d (см. рис. 1); локализованные источники излучения расположены в бесконечности, т.е. $\theta_\zeta = \theta_\eta$; процессы $\{\zeta(t)\}$ и $\{\eta(t)\}$ рассматриваются на интервале T принятия решения, на котором их можно считать стационарными.

Рис. 1. Функциональная схема приемной части двухканального пеленгатора:

d — расстояние между фазовыми центрами приемных антенн A_1 и A_2 ; $\{\zeta(t)\}, \{\eta(t)\}$ — сигналы на входах тракта обработки



На основе первого допущения спектральные плотности данных процессов можно считать совпадающими, т.е. $S_\zeta(\omega) = S_\eta(\omega) = S(\omega)$, $S(\omega)$ можно определить экспериментально или рассчитать.

На ограниченном интервале наблюдения T реализации $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ могут быть представлены каноническим разложением вида

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (U_k \cos \omega_k t + V_k \sin \omega_k t) \quad \text{при } 0 < t < T, \quad (1)$$

где $\omega_k = k\omega_1$; $\omega_1 = \pi/T$; U_k и V_k — некоррелированные случайные амплитуды с математическими ожиданиями, равными нулю, а также дисперсиями

$$D(U_{k_\zeta}) = D(U_{k_\eta}) = D(V_{k_\zeta}) = D(V_{k_\eta}) = D_k. \quad (2)$$

Учитывая равенство (2) и принятые допущения, можно записать

$$D_\zeta = D_\eta = \sum_{k=0}^{\infty} D_k.$$

По существу уравнение (2) — это спектральное разложение стационарной случайной функции по координатным функциям $\cos(\omega_k t)$ и $\sin(\omega_k t)$ при различных ω . Спектральное представление процесса (1) на ограниченном интервале наблюдения описывает распределение дисперсий D_k по разным частотам.

Дисперсию каждой составляющей процессов $\{\zeta(t)\}$ и $\{\eta(t)\}$ можно представить как $D_k = \chi F^2(\theta) S(\omega_k) \Delta\omega$, $\Delta\omega = \omega_1$, где χ — коэффициент ослабления излучения в точке приема; $F(\theta)$ — функция направленности антенны.

Коэффициенты D_k можно определить, используя автокорреляционную функцию процесса $C(\tau)$, т.е.

$$D_0 = \frac{1}{T} \int_0^T C(\tau) d\tau; \quad D_k = \frac{2}{T} \int_0^T C(\tau) \cos(\omega_k \tau) d\tau \quad \text{при } k \neq 0.$$

Для простоты дальнейших выкладок процессы на входах предста-

вим каноническим разложением в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} W_k e^{j\omega_k t}, \quad k = 0, \pm 1, \dots, \pm\infty, \quad W_k = V_0 \text{ при } k = 0; \\ W_k &= (U_k - jV_0)/2 \text{ при } k > 0; \\ W_k &= (U_k + jV_0)/2 \text{ при } k < 0; \\ D(W_k) &= D_k/2 = D_k^2. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Тогда на основе принятых допущений и уравнений (3) сигналы $\{\zeta_i^c(t)\}$ и $\{\eta_i^c(t)\}$ от i -го точечного элементарного источника можно записать как

$$\left. \begin{aligned} \{\zeta_i^c(t)\} &= \sum_k W_k^c \exp[j(\omega_{ki}t + \Delta\varphi_{ki}/2 + \alpha_{ki}^c)]; \\ \{\eta_i^c(t)\} &= \sum_k W_k^c \exp[j(\omega_{ki}t - \Delta\varphi_{ki}/2 + \alpha_{ki}^c)], \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\Delta\varphi_{ki} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_i$, $k = 0, \pm 1, \dots, \pm\infty$, α_{ki}^c — случайные начальные фазы. Считая элементарные точечные источники независимыми, результирующий сигнал на выходах микрофонов можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \zeta_i^c(t) &= \sum_i \sum_k W_{ki}^c \exp[j(\omega_{ki}t + \Delta\varphi_{ki}/2 + \alpha_{ki}^c)]; \\ \eta_i^c(t) &= \sum_m \sum_n W_{nm}^c \exp[j(\omega_{nm}t - \Delta\varphi_{nm}/2 + \alpha_{nm}^c)], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где индексы k и n характеризуют частоты координатных функций, а индексы i и m — номера элементарных точечных источников сигнала.

Для распределенной в пространстве помехи, представленной точечными элементарными источниками, выражения для $\zeta^n(t)$ и $\eta^n(t)$ будут аналогичны равенствам (5).

Считая сигналы и помехи некоррелированными, результирующие реализации на выходах микрофонов можно определить как

$$\zeta(t, \theta_c, \theta_n) = \zeta^c(t, \theta_c) + \zeta^n(t, \theta_n);$$

$$\eta(t, \theta_c, \theta_n) = \eta^c(t, \theta_c) + \eta^n(t, \theta_n),$$

причем

$$D(W_k) = D(W_k^c) + D(W_k^n),$$

т.е.

$$D_\zeta = D_\eta = \sum_{k=0}^{\infty} D_k^c + \sum_{k=0}^{\infty} D_k^n, \quad D(W_k^c) = D_k^c/2. \quad (6)$$

Поскольку процессы $\{\zeta(t)\}$ и $\{\eta(t)\}$ центрированы, то нормированная взаимокорреляционная функция будет иметь вид

$$r_{\zeta\eta}(\theta_c, \theta_n, \tau) = \frac{C_{\zeta\eta}(\theta_c, \theta_n, \tau)}{\sigma_\eta^2(\theta_c, \theta_n)} = \frac{M[\zeta^*(\theta_c, \theta_n, \tau)\eta(\theta_c, \theta_n, t + \tau)]}{M[\eta^2(\theta_c, \theta_n, t)]}, \quad (7)$$

где θ_c и θ_n – углы визирования объекта и помехи соответственно; символ “*” означает комплексное сопряжение.

Учитывая статистическую независимость случайных фаз и выражения (5)–(7), ограничивая число членов в разложениях (1) и (3), при условии $(1 - C_x(0)) / \sum_{k=0}^{k=N} D_k < \varepsilon$ нормированную взаимокорреляционную функцию получаем в виде [2]

$$r_{\zeta\eta}(\theta_c, \theta_n, \tau) = \frac{\sum_i \sum_{k=0}^N [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \cos[\omega_{ki}\tau - \Delta\varphi_{ki}(\theta)]}{\sum_i \sum_{k=0}^N [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)]}. \quad (8)$$

Для сигналов на выходах антенн A_1 и A_2 и входах трактов обработки $\zeta(t)$ и $\eta(t)$, представленных моделями вида (3)–(6), взаимный дискретный спектр на частоте ω_k запишется как

$$S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = M[\zeta^*(\theta_c, \theta_n, \omega_k)\eta(\theta_c, \theta_n, \omega_k)],$$

где $\zeta(\theta_c, \theta_n, \omega_k)$ и $\eta(\theta_c, \theta_n, \omega_k)$ – реализации сигналов $\zeta(t, \theta_c, \theta_n)$ и $\eta(t, \theta_c, \theta_n)$ на частоте ω_k .

На основе принятых допущений и выражений (5) и (7) взаимный дискретный спектр сигналов $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ получаем в виде

$$S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \exp[j\Delta\varphi_{ki}(\theta)].$$

Используя зависимости (4) и (8), запишем выражения для синфазного и квадратурного дискретных спектров, аргумента взаимного спектра и функции когерентности на частоте ω_k :

$$C_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \cos[j\Delta\varphi_{ki}(\theta)];$$

$$Q_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \sin[j\Delta\varphi_{ki}(\theta)];$$

$$\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \text{arctg} \frac{Q_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k)}{C_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k)};$$

$$\gamma_{\zeta\eta}^2(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \frac{|S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k)|^2}{\sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)]}.$$

При расчетах дисперсий сигналов на входах антенн функция направленности приемных антенн предполагалась гауссовой:

$$E(\theta) = E_0 \exp(\pi\theta^2/\Delta_1^2) \exp(-\pi\nu^2/\Delta_2^2),$$

где E_0 — усиление антенны на опорном направлении; Δ_1 и Δ_2 — эффективные углы диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях; θ и ν — углы пеленга в горизонтальной и вертикальной плоскостях; $\Delta = 1,06\Delta_{0,5}$ ($\Delta_{0,5}$ — ширина диаграммы направленности по уровню 0,5).

Модель помехи была представлена точечными излучателями, равномерно распределенными в горизонтальной плоскости с шагом по углу $\Delta\theta = 5^\circ$ в пределах диаграммы направленности $\Delta_{0,1}$ при $\Delta_{0,5} = 60^\circ$. Объект рассматривали как точечный излучатель, расположенный в той же плоскости, что и помеха. Предполагалось, что спектры излучения объекта и помехи совпадают и являются гауссовыми:

$$S(\omega) = S_0 \exp \frac{-\pi(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2 a^2}.$$

На рис. 2 приведена зависимость $r_{\zeta\eta}(\theta)$. С увеличением отношения d/λ_0 ширина главного максимума функции сужается, при $d/\lambda_0 = 1,5$ точность пеленгации локализованного источника излучения по уровню $r_{\zeta\eta}(\theta) = 0,5$ составит $\pm 3^\circ$.

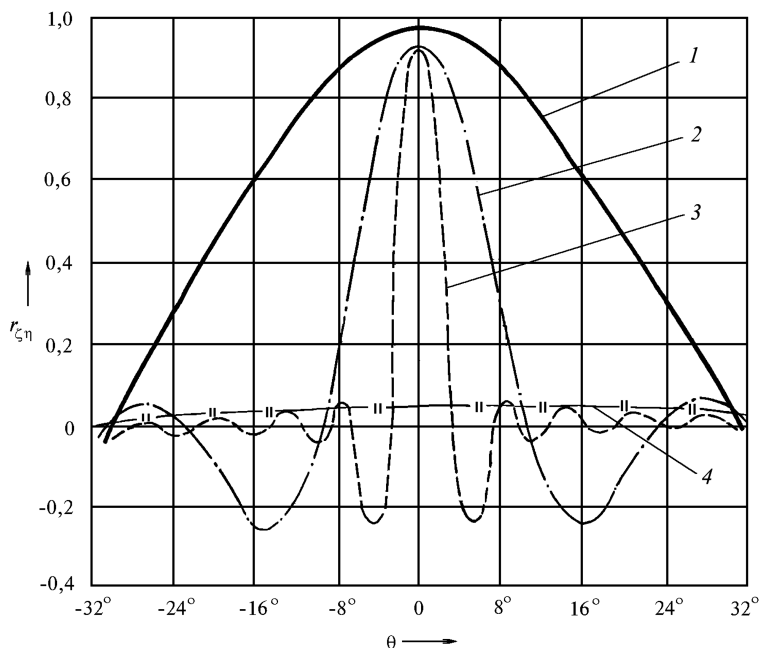


Рис. 2. Зависимости $r_{\zeta\eta}$ от угла θ пеленга объекта на фоне распределенной в пространстве помехи при $d/\lambda_0 = 0,5$ (1); 1,5 (2); 5 (3) и $(d/\lambda_0)_н = 5$ (4); $\alpha = 2$; $a^2 = 10$

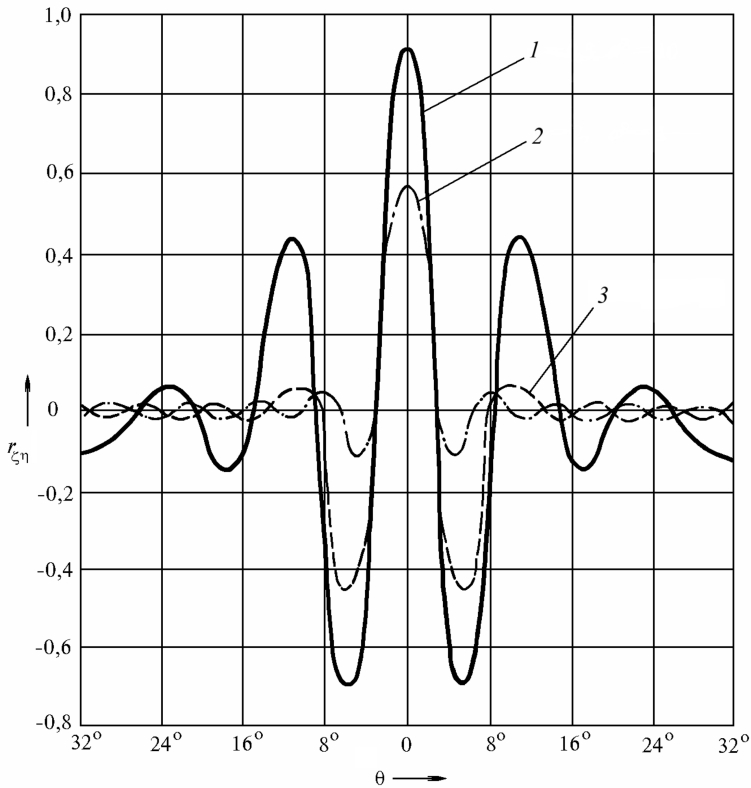


Рис. 3. Зависимости $r_{\xi\eta}(\theta)$ от a^2 при $d/\lambda_0 = 5$

Зависимость $r_{\xi\eta}(\theta)$ (кривая 4) приведена для чистой помехи, равномерно распределенной в диапазоне углов $\theta = \pm 30^\circ$, максимальное значение $r_{\xi\eta}(\theta)$ которой не превышает 0,06.

На рис. 3 приведены зависимости $r_{\xi\eta}(\theta)$. При уменьшении отношения сигнал/шум до единицы максимальное значение уменьшается в пределах от 1 до 0,58.

По результатам расчетов можно сделать следующие выводы: когда объект представляется точечным источником в двухканальном пеленгаторе корреляционного типа с параметрами $d/\lambda = 5$, $\alpha = 0,5 \dots 2$ и $a^2 > 1$ при селектировании объекта на фоне помехи по уровню $r_{\xi\eta}(\theta) = 0,5$, то потенциальная точность пеленгации будет не хуже $\Delta\theta = \pm 2^\circ$.

Для стабильности работы пеленгаторов корреляционного типа после частотной фильтрации процессов на входе их целесообразно подвергать нелинейному безынерционному преобразованию:

$$\zeta_1(t) = f_1[\zeta(t)] = \begin{cases} -U_1 & \text{при } \zeta(t) < U_{01}; \\ k\zeta(t) & \text{при } -U_{01} \leq \zeta(t) < U_{02}; \\ U_2 & \text{при } \zeta(t) > U_{02}, \end{cases} \quad (9)$$

где $\zeta(t)$ и $\zeta_1(t)$ — реализации случайных процессов до и после нелинейного преобразования; k — крутизна преобразования; U_{01} и U_{02} — пороговые уровни; U_1 и U_2 — амплитуды сигнала после нелинейного преобразования.

Вследствие совпадения амплитудных центров антенн в корреляционных пеленгаторах спектральные плотности процессов в каналах совпадают, что позволяет (в предположении нормальности входных процессов для взаимокорреляционной функции процессов после нелинейного преобразования при $\sigma\eta = \sigma\zeta$) воспользоваться выражением¹

$$C_{\zeta\eta}(\theta, \tau) = \sigma_{\zeta_1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n r_{\zeta\eta}^n(\theta, \tau) = \sigma_{\eta_1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n r_{\zeta\eta}^n(\theta, \tau),$$

где $a_n = \left[\Phi^{n-1}(U_{02}/\sigma_{\zeta}) - \Phi^{n-1}(-U_{01}/\sigma_{\zeta}) \right]^2 (k\sigma_{\zeta})^2 / (n!\sigma_{\zeta_1}^2)$; $\Phi(U_0/\sigma_{\zeta})$ — интеграл вероятности.

При глубоком симметричном двустороннем ограничении вида

$$\zeta_1(t) = f[\zeta(t)] = \begin{cases} 1 & \text{при } \zeta(t) > 0; \\ 0 & \text{при } \zeta(t) = 0; \\ 1 & \text{при } \zeta(t) < 0 \end{cases}$$

коэффициент взаимной корреляции можно определить как

$$r_{\zeta_1\eta_1}(\theta, \tau) = (2/\pi) \arcsin[r_{\zeta\eta}(\theta, \tau)]$$

или

$$r_{\zeta_1\eta_1}(\theta, \tau) = (2/\pi) \arcsin \frac{\sum_i \sum_{k=0}^N D_{ki}(\theta) \cos[\omega_{ki}\tau - \Delta\varphi_{ki}(\theta)]}{\sum_i \sum_{k=0}^N D_{ki}(\theta)}.$$

Приведенный временной метод анализа фактически можно использовать для установления угла пеленга источника энергии, равномерно излучаемой во все стороны, путем определения времени запаздывания принимаемых колебаний на выходе.

Если скорость V_c распространения энергии известна, то запаздывание между выходными сигналами можно рассматривать как угол θ падения волны, удовлетворяющий соотношению $\sin \theta = V_c\tau/d$.

Запаздывание τ двух выходных сигналов $\zeta(t)$ и $\eta(t)$, вызванных одним источником, можно вычислить, используя как взаимокорреляционную функцию, так и взаимную спектральную плотность.

¹Л е в и н Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: В 3-х т. Т. 1. — М.: Сов. радио, 1974. — 552 с.

В настоящей работе рассмотрена пеленгация на основе знакового взаимокорреляционного метода для определения угла пеленга движения человека относительно опорной плоскости системы.

В экспериментальных исследованиях запись звуков проводилась в натуральных условиях с помощью пакета SoundForge 7.0 (см. рис. 1), A_1 и A_2 — микрофоны, разнесенные по базе на расстояние $d = 20$ см. Тогда $\Delta l = d \sin \varphi_n$, $\Delta \tau = \Delta l / V_{зв}$ — задержка сигнала в одном из каналов стереосистемы, $f = 44 \text{ кГц} = 44 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ — частота дискретизации сигнала, $\Delta_{\text{дискр}} = \frac{1}{f} = 23 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ — шаг дискретизации.

Эксперименты проводились в летнее время при температуре воздуха 30°C , давлении 746 мм рт. ст., влажности воздуха 35 % (без осадков). Было проведено по 30 экспериментов для углов 0° (человек шел прямо на систему), 45° и 70° . Человек передвигался неспешным шагом, коэффициент усиления микрофонов — 75, микрофоны расположены на высоте $h = 44$ см от земли. Все шаги в сторону системы начинались с расстояния 7 м и прекращались за 2 м до нее (по радиусу). Исследовали возможность определения угла пеленга в горизонтальной плоскости на уровне микрофонов.

В среде пакета MatLab 6.5 к отрезкам реализаций длиной 376 отсчетов левого и правого каналов применялась формула (9) и рассчитывалась знаковая взаимокорреляционная функция. Реализации сигналов $\zeta_1(t)$ и $\eta_1(t)$ содержат значения $[0, 1]$. Определяли оценку знаково-

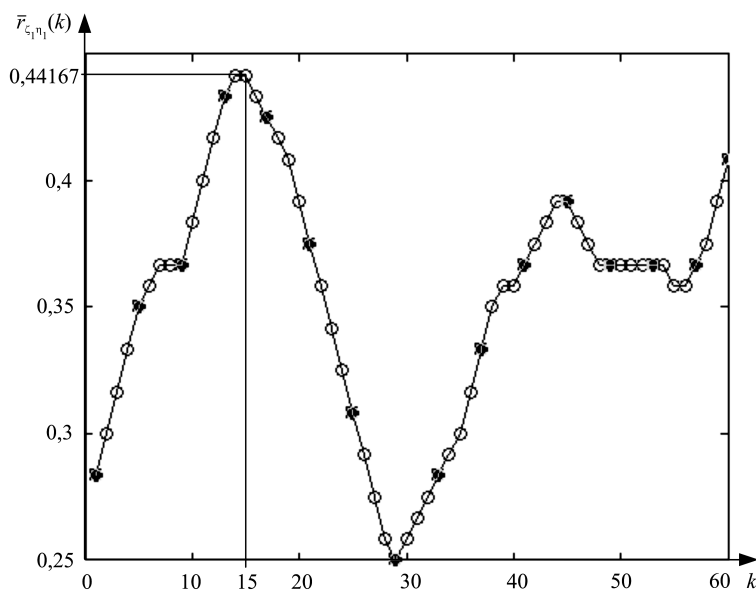


Рис. 4. График оценки взаимокорреляционной функции для отрезка реализации сигнала длиной 376 отсчетов, когда человек идет к системе под углом 45°

го коэффициента корреляции $\overline{r_{\zeta_1\eta_1}}(\theta, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \zeta_1(\theta, t_i)\eta_1(\theta, t_i + \tau)$,

$t = i\Delta_{\text{дискр}}, \tau = k\Delta_{\text{дискр}}$, где $k = 1, 2, \dots$. На рис. 4 приведен график оценки взаимокорреляционной функции для отрезка реализации сигнала длиной 376 отсчетов, когда человек идет к системе под углом 45° , экстремум кривой при $k = 15$, что соответствует углу пеленга 45° . Результаты показали, что точность ($\pm 3\sigma_\tau$, где σ_τ — среднеквадратичное отклонение) определения угла пеленга по экстремуму знаковой взаимокорреляционной функции составляет 0° для угла $\pm 5^\circ$, $\pm 7,5^\circ$ для угла 45° и $\pm 15^\circ$ для угла 70° .

Экспериментальные данные, полученные в среде пакета SoundForge 7.0, подтверждают результаты теоретических исследований. Использование знаковой взаимокорреляционной функции для пеленгации локализованного объекта акустических излучений при $d/\lambda = 1,5$ для стереосистемы позволяет однозначно определить угол пеленга объекта, находящегося в зоне слышимости микрофонов. Эти результаты могут быть впоследствии использованы для создания робототехнической системы, решающей задачи ближней локации.

Статья поступила в редакцию 23.01.2008



Валерий Константинович Хохлов родился в 1941 г., окончил МВТУ им. Н.Э. Баумана в 1964 г. Д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 200 научных работ в области обработки информации в автономных информационных и управляющих системах.

V.K. Khokhlov (b. 1941) graduated from the Moscow Higher Technical School in 1954. D. Sc. (Eng.), professor, head of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 200 publications in the field of data processing in autonomous information and control systems.

Жанна Сергеевна Коршикова родилась в 1979 г., в 2003 г. окончила МГТУ им. Н.Э. Баумана. Аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы”. Специализируется в области обработки информации в автономных информационных и управляющих системах.

Zh.S. Korshikova (b. 1979) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2003. Post-graduate of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of data processing in autonomous information and control systems.