

В. К. Х о х л о в, Ж. С. К о р ш и к о в а

ПЕЛЕНГАЦИЯ ЛОКАЛИЗОВАННОГО ИСТОЧНИКА АКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ СПЕКТРАЛЬНОГО МЕТОДА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Рассмотрены вопросы пеленгации источника акустических излучений на основе спектрального метода обработки сигналов. Проанализированы алгоритм обработки информации, спектральные характеристики сигнала на выходах двухэлементной антенны и оценена точность пеленга шагов человека в опорной плоскости. Предложен мультипликативный способ формирования диаграммы направленности пеленгатора при обработке широкополосных сигналов. По результатам экспериментальных исследований синтезирована диаграмма направленности фазированной антенной решетки.

E-mail: k-janna@mail.ru

Ключевые слова: пеленгация, спектральный метод, широкополосные сигналы.

Применение знакового взаимокорреляционного метода для определения угла пеленга на источник сигнала в акустической системе было рассмотрено ранее [1]. В настоящей статье показано использование спектрального метода. Задачи рассматриваются применительно к акустической пеленгации шагов человека.

Акустические сигналы, полученные от шагов идущего человека, представляют собой широкополосные случайные процессы. Рассмотрим функциональную схему двухканального пеленгатора. Приемная часть акустического пеленгатора представляет собой два микрофона, разнесенных на расстояние d . На рис. 1 $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ — реализации широкополосных сигналов на выходах антенн (входах тракта обработки сигналов).

Исследование работы спектрального метода будем проводить 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 в интервале принятия решения T_C , на котором их можно считать стационарными в широком смысле.

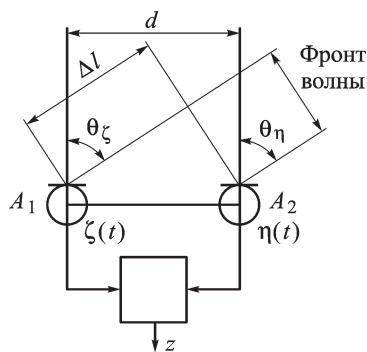


Рис. 1. Функциональная схема приемной части двухканального пеленгатора:

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

На основе допущения о совпадении амплитудных центров антенн спектральные плотности данных процессов можно считать совпадающими, т.е. $S_{\zeta}(\omega) = S_{\eta}(\omega) = S(\omega)$; $S(\omega)$ можно определить экспериментально или рассчитать.

В акустических системах с двухэлементной антенной решеткой (АР) и широкополосными сигналами на входе возможно формирование диаграммы направленности (ДН) и сканирование главным максимумом ДН.

На ограниченном интервале наблюдения T_C реализации $\zeta_i(t)$ и $\eta_i(t)$ эргодических случайных процессов на выходах приемных элементов могут быть подвергнуты дискретному преобразованию Фурье (ДПФ), при этом шаг по частоте в спектре сигналов $S_{\zeta_i}(n\Omega)$ и $S_{\eta_i}(n\Omega)$ будет $\Omega = 2\pi/T_C = 2\pi f_1$, $f_1 = 1/T_C$. Для частоты $n\Omega = n2\pi f_1$ длина волны акустических колебаний будет равна

$$\lambda_n = v \frac{2\pi}{n\Omega} = \frac{vT_C}{n},$$

где v — скорость распространения колебаний (скорость звука).

При расстоянии между приемными элементами d отношение $q_n = \frac{d}{\lambda_n}$ будет равно $\frac{dn}{vT_C}$.

Для нижней частоты ($n = 1$) в спектре отношение $q_1 = d/vT_C$. Если длительность реализации T_C выбрать так, чтобы при базе d отношение $q_1 = 0,5$, то с ростом частоты n отношение q_n будет кратно $q_1 = 0,5$, т.е. ДПФ широкополосного сигнала позволит получить q_n , кратное q_1 , и максимальное значение $n = N$ будет определяться верхней частотой в спектре сигнала f_B :

$$N = \frac{2\pi f_B}{\Omega} = f_B T_C.$$

Представим оценки двусторонних спектральных плотностей $\hat{S}_{\zeta_i}(n\Omega)$ и $\hat{S}_{\eta_i}(n\Omega)$, вычисленные по i -м отрезкам реализаций $\zeta_i(t)$ и $\eta_i(t)$, в виде

$$\begin{aligned} \hat{S}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1) &= \dot{\Phi}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1) \exp\{j\dot{\varphi}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1)\}, \\ \hat{S}_{\eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) &= \dot{\Phi}_{\eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) \exp\{j\dot{\varphi}_{\eta_i}(n \cdot 2\pi f_1)\}. \end{aligned}$$

На конечном интервале $0 \dots T_C$ определим оценку взаимной спектральной плотности:

$$\hat{S}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1) = \hat{S}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1) \hat{S}_{\eta_i}^*(n \cdot 2\pi f_1) / T_C.$$

При переходе к односторонним энергетическим спектральным плотностям и при усреднении полученных оценок по n_d отрезкам реализаций входных процессов получаем

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{G}_\zeta(n \cdot 2\pi f_1) = \frac{2}{T_C n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \hat{\Phi}_{\zeta_i}^2(n \cdot 2\pi f_1); \\ \tilde{G}_\eta(n \cdot 2\pi f_1) = \frac{2}{T_C n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \hat{\Phi}_{\eta_i}^2(n \cdot 2\pi f_1); \\ \tilde{G}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1) = \frac{2}{T_C n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \hat{S}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1) \hat{S}_{\zeta_i}^*(n \cdot 2\pi f_1) \end{array} \right. \quad (1)$$

Оценку аргумента взаимной спектральной плотности запишем так:

$$\hat{\varphi}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) = \hat{\varphi}_{\eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) - \hat{\varphi}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1) = \arctg \frac{\hat{Q}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1)}{\hat{C}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1)}; \quad (2)$$

здесь

$$\begin{aligned} \hat{Q}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) &= \frac{2}{T_C} \left[\hat{\zeta}_{R_i}(n) \cdot \hat{\eta}_{R_i}(n) - \hat{\zeta}_{I_i}(n) \cdot \hat{\eta}_{I_i}(n) \right]; \\ \hat{C}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1) &= \frac{2}{T_C} \left[\hat{\zeta}_{R_i}(n) \cdot \hat{\eta}_{R_i}(n) + \hat{\zeta}_{I_i}(n) \cdot \hat{\eta}_{I_i}(n) \right], \end{aligned}$$

$\hat{\zeta}_{R_i}(n), \hat{\eta}_{I_i}(n), \dots, \hat{\zeta}_{I_i}(n), \hat{\eta}_{R_i}(n)$ — оценки действительных и мнимых частей спектральных плотностей $\hat{S}_{\zeta_i}(n \cdot 2\pi f_1)$ и $\hat{S}_{\eta_i}(n \cdot 2\pi f_1)$, в которых опущена зависимость от частоты.

Тогда сглаженную оценку аргумента взаимной спектральной плотности можно получить в виде

$$\tilde{\varphi}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1) = \frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \hat{\varphi}_{\zeta_i \eta_i}(n \cdot 2\pi f_1).$$

Поскольку в системах ближней локации, как правило, амплитудные центры антенн совпадают, то

$$\tilde{G}_\zeta(n \cdot 2\pi f_1) = \tilde{G}_\eta(n \cdot 2\pi f_1) = \tilde{G}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1).$$

Оценку функции когерентности можно переписать в виде

$$\tilde{\gamma}^2(n \cdot 2\pi f_1) = \frac{\left| \tilde{G}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1) \right|^2}{\tilde{G}_\eta(n \cdot 2\pi f_1) \tilde{G}_\zeta(n \cdot 2\pi f_1)}.$$

Для сигналов $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ на выходах антенн A_1 и A_2 взаимный дискретный спектр на частоте ω_k будет $S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_\Pi, \omega_k) = M[\zeta^*(\theta_c, \theta_\Pi, \omega_k)\eta(\theta_c, \theta_\Pi, \omega_k)]$, где $\zeta(\theta_c, \theta_\Pi, \omega_k)$ и $\eta(\theta_c, \theta_\Pi, \omega_k)$ — реализации сигналов $\zeta(t, \theta_c, \theta_\Pi)$ и $\eta(t, \theta_c, \theta_\Pi)$ на частоте ω_k , $M[\]$ — оператор вычисления математического ожидания.

На основе принятых допущений и выражений

$$\zeta_i^c(t, \theta_c) = \sum_l \sum_k W_{kl}^c \exp [j(\omega_{kl}t + \Delta\varphi_{kl}/2 + \alpha_{kl}^c)]$$

и

$$\eta_i^c(t, \theta_c) = \sum_m \sum_n W_{nm}^c \exp [j(\omega_{nm}t + \Delta\varphi_{nm}/2 + \alpha_{nm}^c)],$$

где $\zeta_i^c(t, \theta_c)$ и $\eta_i^c(t, \theta_c)$ – реализации широкополосных сигналов на выходах антенн (входах тракта обработки сигналов); W_{kl}^c, W_{nm}^c – случайные комплексные амплитуды; $\Delta\varphi_{kl} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_l, \Delta\varphi_{nm} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_n$ – разности фаз колебаний, принимаемых двумя антеннами, разнесенными в пространстве на расстояние d ; $\alpha_{kl}^c, \alpha_{nm}^c$ – случайные начальные фазы, где индексы $k, n = 0, \pm 1, \dots, \pm \infty$ характеризуют частоты координатных функций, а индексы l и m – номера элементарных точечных источников сигнала. Взаимный дискретный спектр сигналов $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ получим в виде:

$$S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \exp [j\Delta\varphi_{ki}(\theta)], \quad (3)$$

где D – дисперсия.

Используя зависимости $D(W_k) = D(W_k^c) + D(W_k^n)$, т.е.

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

и соотношение (3), запишем выражения для синфазного и квадратурного дискретных спектров, аргумента взаимного спектра и функции когерентности на частоте ω_k :

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

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

$$\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \arctg \frac{Q_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k)}{C_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, \omega_k)}; \quad (4)$$

$$\gamma_{\zeta\eta}^2(\theta_c, \theta_n, \omega_k) = \frac{|S_{\zeta\eta}(\theta_c, \theta_n, \omega_k)|^2}{\left\{ \sum_i [D_{ki}^c(\theta_c) + D_{ki}^n(\theta_n)] \right\}^2}. \quad (5)$$

Для оценок потенциальной точности пеленгации локализованных излучателей на фоне распределенных помех по полученным зависимостям на ЭВМ были проведены расчеты взаимных статистических характеристик сигналов на выходах A_1 и A_2 (см. рис. 1) в функции

угла пеленга объекта θ_c при различных значениях безразмерных параметров d/λ_0 , $\alpha = \Delta\omega/\omega_0$, a^2 , где λ_0 — длина волны, соответствующая средней частоте энергетического спектра; α и $\Delta\omega$ — относительная и абсолютная ширина полосы энергетического спектра; a^2 — ОСШ по мощности.

При расчетах дисперсий сигналов на входах антенн функция направленности приемных антенн предполагалась гауссовой, что является верным для широкополосных акустических сигналов:

$$F(\theta) = F_0 \exp(\pi\theta^2/\Delta_1^2) \exp(-\pi\nu^2/\Delta_2^2), \quad (6)$$

где $F(\theta)$ — функция направленности антенны; F_0 — усиление антенны на опорном направлении, т.е. в вертикальной плоскости, так как система расположена горизонтально; Δ_1 и Δ_2 — эффективные углы ДН 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 ДН 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 ДН $\Delta_{0,1}$ при $\Delta_{0,5} = 60^\circ$. Объект — это либо точечный излучатель, либо диполь с определенным угловым размером, расположенным в той же плоскости, что и помеха. Предполагалось, что спектры излучения объекта и помехи совпадают и являются гауссовыми:

$$S(\omega) = S_0 \exp\left[\frac{-\pi(\omega - \omega_0)^2}{\omega_0^2\alpha^2}\right]. \quad (7)$$

Тогда ОСШ $a^2 = S_0^c / \sum_i S_{0i}^n$. Обозначив $k = \omega/\omega_0$, уравнение (7) можно представить в виде

$$S(k) = S_0 \exp[-\pi(k - 1)^2/\alpha^2], \quad (8)$$

причем $\lambda_i = \lambda_0/k$. На основе равенств (6)–(8) запишем следующие выражения:

$$r_{\zeta\eta}(\theta_c, \theta_n) = \frac{\sum_i F^2(\theta_i) \sum_{k=0}^N [S_i^c(k) + S_i^n(k)] \cos[(k \cdot 2\pi d/\lambda_0) \sin \theta_i]}{\sum_i F^2(\theta_i) \sum_{k=0}^N [S_i^c(k) + S_i^n(k)]};$$

$$S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_n, k) = \sum_i F^2(\theta_i) [S_i^c(k) + S_i^n(k)] \exp[(k \cdot 2\pi d/\lambda_0) \sin \theta_i].$$

Как видно из приведенных выражений, в случае когда объект и помеха находятся в одной плоскости, взаимные статистические

характеристики сигналов не зависят от угла ν , что вытекает из принятой модели.

Используя полученные оценки спектральных плотностей процессов на входе приемных антенн (микрофонов) $\tilde{G}_\eta(n \cdot 2\pi f_1)$ или $\tilde{G}_\zeta(n \cdot 2\pi f_1)$ и аргумента взаимной спектральной плотности $\tilde{\varphi}_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1)$, можно осуществить формирование ДН фазированной АР (ФАР) и сканирование главным максимумом ДН синтезированной ФАР.

Тогда на основе данных из работы [2] запишем

$$S(t, \theta, \theta_0) = \frac{1}{2} U^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq i}}^{N-1} K_i K \cos[(i - k)\Delta\varphi(\theta) + (k - i)\Delta\psi(\theta_0)],$$

и на основе приведенного ранее ненормированный множитель решетки может быть представлен в виде

$$C^c(\theta, \theta_0) = \sum_{n=1}^N \chi_n \tilde{G}(n \cdot 2\pi f_1) \cos[\varphi_{\zeta\eta}(n \cdot 2\pi f_1) - n\Delta\psi(\theta_0)],$$

где χ_n — множители, определяемые выбранным пространственным окном для непрореженной эквидистантной решетки;

$$\Delta\psi(\theta_0) = \frac{2\pi d}{\lambda_1} \sin \theta_0; \quad \lambda_1 = \frac{V}{f_1}.$$

Тогда множитель синтезированной ФАР будет

$$\dot{E}_a^c(\theta, \theta_0) = \frac{C^c(\theta, \theta_0)}{C_M^c(\theta, \theta_0)}, \quad (9)$$

где $C_M^c(\theta, \theta_0) = \sum_{n=1}^N \chi_n \tilde{G}(n \cdot 2\pi f_1)$.

Интервальная оценка пеленга локализованного источника в простейшем случае может быть выявлена в результате сравнения выражения (9) с выбранным порогом, оценка угла пеленга на объект θ_0 — из текущего значения $\Delta\psi(\theta_0)$, при котором произошло превышение порога.

На рис. 2 приведены результаты моделирования ДН синтезированной ФАР с широкополосными сигналами и $q_1 = 0,5$, $a^2 = 1$ при апертуре $L = 20\lambda_n$ и распределении весовых коэффициентов χ_n в соответствии с прямоугольным окном в непрореженной ФАР.

Ранее рассмотрена задача формирования ДН для пеленгации локализованных объектов на фоне распределенных в пространстве помех.

При пеленгации локализованного объекта на опорном направлении, характеризуемом углом θ_0 , необходимо сформировать ДН прием-

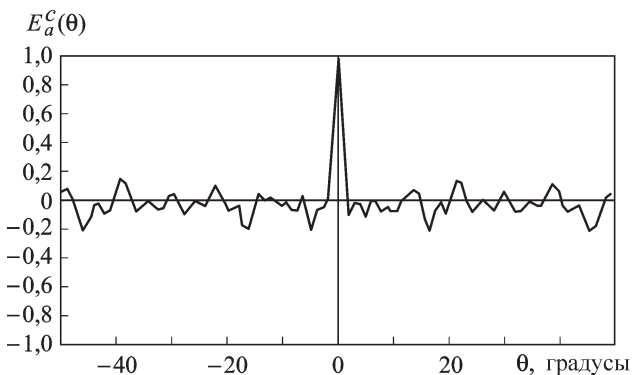


Рис. 2. Диаграмма направленности синтезированной ФАР с широкополосными сигналами

ной системы с главным максимумом в данном направлении и принять сигналы от объекта с данного направления.

Если за опорный принять элемент АР с индексом 0, то при угле пеленга θ_0 задержка во времени сигнала на выходе k -го элемента относительно 0-го будет иметь вид

$$\tau_k(\theta_0) = k \tau_0(\theta_0), \quad \tau_0(\theta_0) = k \frac{d \sin \theta_0}{v},$$

где v — скорость распространения колебаний.

Использование взаимного спектра (аргумента взаимного спектра и функции когерентности) дает в некоторых случаях определенные преимущества при решении задач, связанных с учетом влияния пространственной помехи на входе.

Статистически независимая пространственная помеха уменьшает коэффициент когерентности $\gamma_{\zeta\eta}^2(\theta_n, \theta_c, k)$, но не изменяет на определенных частотах фазы $\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_n, \theta_c, k)$.

По выражениям (4), (5) было проведено исследование аргументов взаимного дискретного спектра и функций когерентности.

При расчетах на ПК относительная частота $k = \omega/\omega_0$ в пределах от 0 до 2 изменялась с шагом $h = 10^{-2}$. На рис. 3 приведены зависимости $\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_n, \theta_c, k)$ и $\gamma_{\zeta\eta}^2(\theta_n, \theta_c, k)$ для угла визирования локализованного источника 45° , равномерно распределенной помехи в диапазоне углов от -90° до $+90^\circ$, равномерной функции направленности антенн, относительной полосе сигналов α , равной 0,5, и помехи, равной единице, при совпадающих центральных частотах, гауссовых спектральных плотностях сигнала и помехи и значениях ОСШ $a^2 = 1; 0,1$ и $0,01$ (кривые 1, 2, 3 соответственно, рис. 3, а).

Характерно, что на этих графиках $\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_n, \theta_c, k)$ аргумент взаимного спектра достигает значения $\pm n\pi$ радиан ($n = 1, 2, 3, \dots$) на одних и тех же частотах независимо от значения ОСШ.

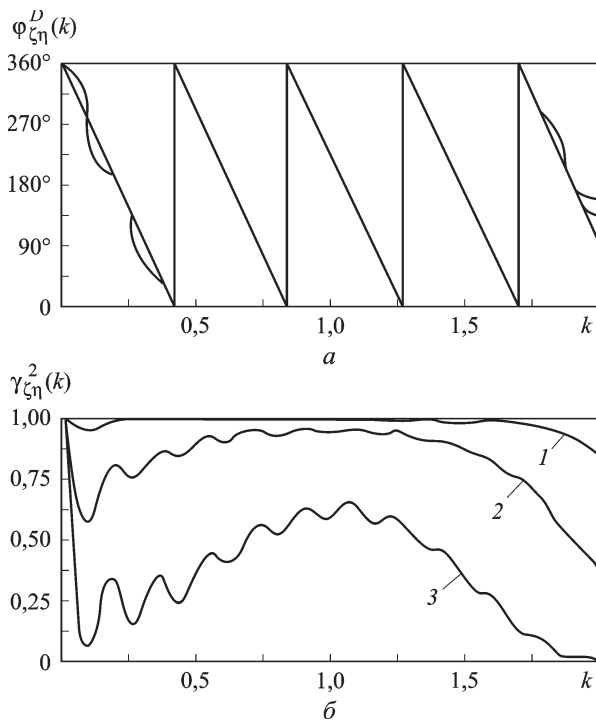


Рис. 3. Зависимости $\varphi_{\zeta\eta}^D(\theta_n, \theta_c, k)$ (а) и $\gamma_{\zeta\eta}^2(\theta_n, \theta_c, k)$ (б) при $a^2 = 1$ (1), $a^2 = 0,1$ (2), $a^2 = 0,01$ (3)

Согласно формуле (4) фазовый угол равен $0, \pi, 2\pi$ (и далее, если квадратурная составляющая равна нулю. Другими словами, изменение фазового угла на 180° происходит тогда, когда $k \cdot 2\pi(d/\lambda_0) \sin \theta = n\pi$, $n = 1, 2, 3, \dots$

Следовательно, угол падения волн, исходящих от точечного источника, равен $\theta = \arcsin(n\lambda_0/2kd)$.

В настоящей работе на основе спектрального метода рассмотрена пеленгация и определен угол визирования на источник сигнала, исходящий от шагающего человека по направлению к системе, под разными углами относительно горизонтальной плоскости системы.

В экспериментальных исследованиях запись звуков проводилась в натуральных условиях с помощью среды пакета SoundForge 7.0 по схеме, приведенной на рис. 1, где A_1 и A_2 — электретные микрофоны, размещенные по базе на $d = 0,2$ м. Тогда $\Delta l = d \sin \varphi_n$, $\Delta \tau = \Delta l/v_{зв}$ — задержка сигнала в одном из каналов стереосистемы $f = 44 \cdot 10^3$ Гц — частота дискретизации сигнала, $\Delta_{\text{дискр}} = 1/f = 23 \cdot 10^{-6}$ с — шаг дискретизации.

Эксперименты проводились в летнее время при температуре воздуха $+30^\circ\text{C}$, без осадков, атмосферное давление составляло 746 мм рт. ст., влажность — 35%. Было проведено по 30 экспериментов для углов 0° (человек шел прямо на систему), 45° , 150° . 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 по радиусу. Исследовалась возможность определения угла пеленга в горизонтальной плоскости на уровне микрофонов.

В качестве исходных данных принимались реализации длительностью $T_p = 0,5$ с, $q_1 = \frac{d}{\lambda_1}$, $f_n = \frac{1}{T}$, $f_1 = 800$ Гц, $\lambda_1 = \frac{v}{f_1}$, $\lambda_1 = 0,4$ м, $q_1 = \frac{d}{\lambda_1} = 0,5$. В среде пакета MatLab 6.5 к реализациям сигналов применено ДПФ $n = 5300$, затем использована формула (1) для получения односторонней спектральной плотности, также выполнена оценка аргумента взаимной спектральной плотности по формуле (2), затем найден ненормированный множитель решетки и алгоритмически осуществлено сканирование направлением главного максимума путем перестройки $\Delta\psi\theta_0$ по формуле:

$$C^c(\theta, \theta_0) = \sum \chi_n \tilde{G}(n \cdot 2\pi f_1) \cos[\varphi_{\zeta n}(n \cdot 2\pi f_1) - n\Delta\psi\theta_0].$$

Далее приведена блок-схема алгоритма* (рис. 4).

На рис. 5 приведен ненормированный множитель синтезированной ФАР с широкополосными сигналами ($\alpha = 1,7$) для отрезка реализации сигнала от шагов человека, идущего к системе под углом 45° , длительностью $T_p = 0,5$ с. Результаты показали, что точность ($\pm 3\sigma_\tau$, где σ_τ — среднеквадратическое отклонение) определения угла пеленга по экстремуму ненормированного множителя решетки при углах 0° составляет $\pm 1,5^\circ$, при 45° — $\pm 3,5^\circ$, при 70° — $\pm 4^\circ$.

Экспериментальные данные, полученные в среде пакета SoundForge 7.0 подтверждают результаты теоретических исследований. Использование частотного метода для пеленгации локализованного объекта акустических излучений при $\frac{d}{\lambda} = 0,5$ для стереосистемы позволяет однозначно определить угол пеленга на объект, находящийся в зоне слышимости микрофонов.

В статье [1], описывающей временной способ пеленгации локализованного источника акустических излучений, указано, что при аппаратной реализации необходимо вводить перестраиваемую задержку, а также что управление уровнем боковых лепестков выполняется частотными характеристиками приемных каналов (изменением спектральных плотностей сигналов).

В настоящей работе, рассмотрен частотный метод пеленгации и отмечено, что управление уровнем боковых лепестков достигается изменением коэффициентов χ_n в алгоритме обработки $C^c(\theta, \theta_0)$. Однако спектральный метод требует преобразования Фурье на входе.

* Более подробную информацию можно получить по e-mail: k-janna@mail.ru

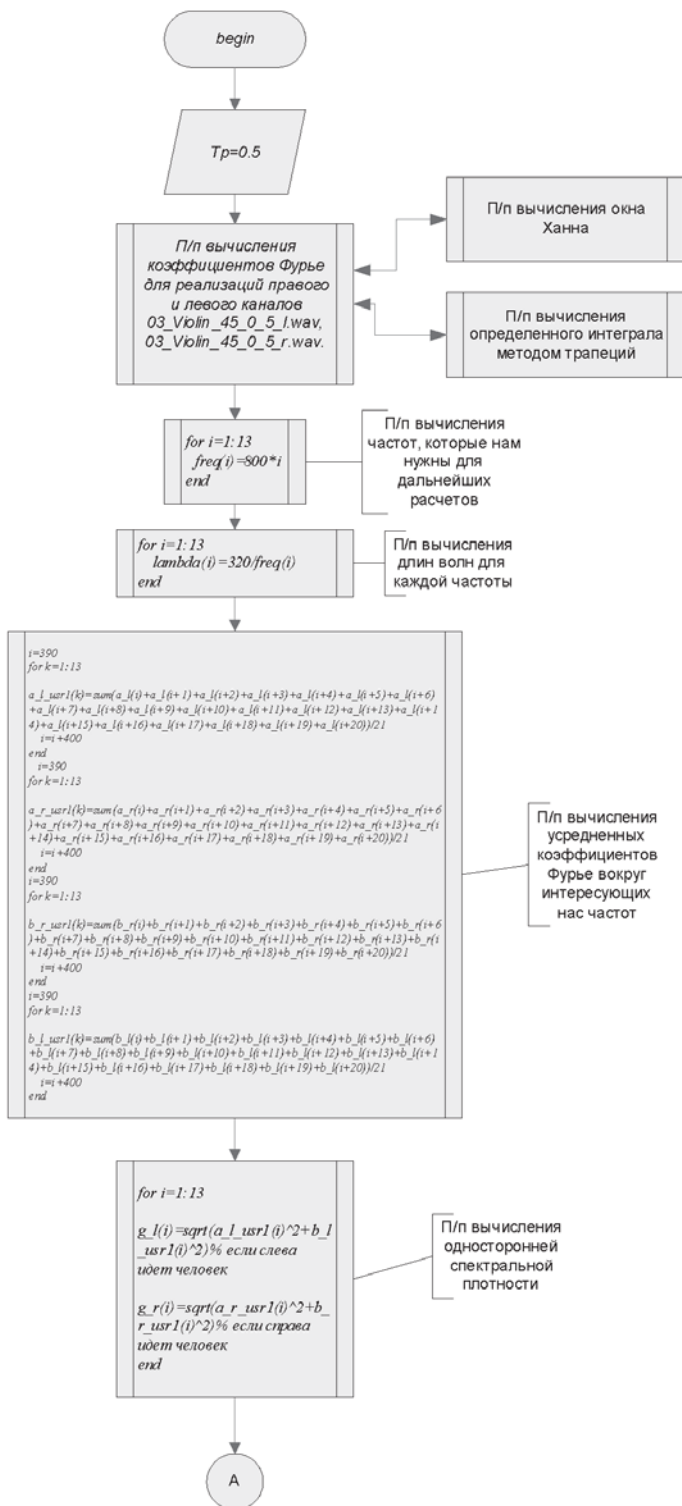


Рис. 4. Блок-схема алгоритма (начало)

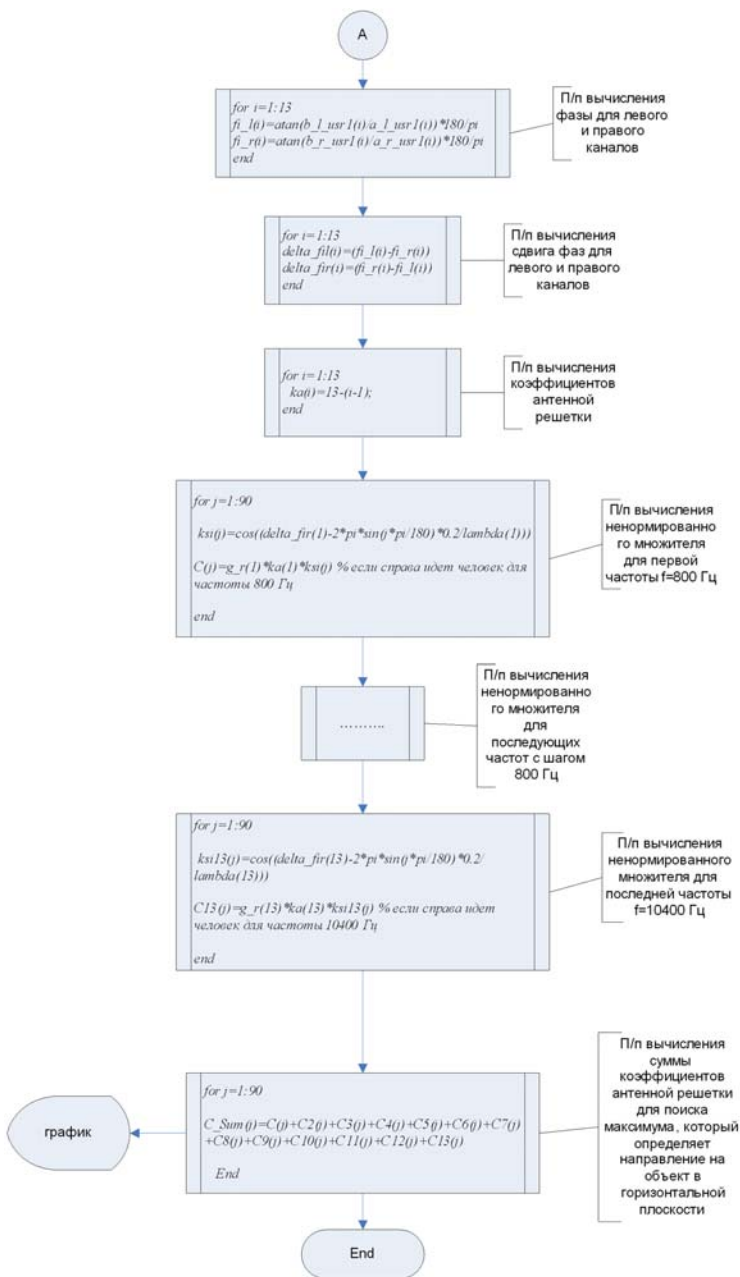


Рис. 4. Блок-схема алгоритма (окончание)

При прочих равных условиях оба метода дают одинаковые результаты.

В работе [1] применено ограничение сигнала на входе, что упростило буфер системы, в котором накапливались данные; но при этом работа системы по цели могла быть осуществлена при ОСШ $a > 1$.

В настоящей работе при частотной обработке применение ограничения сигнала на входе затруднено.

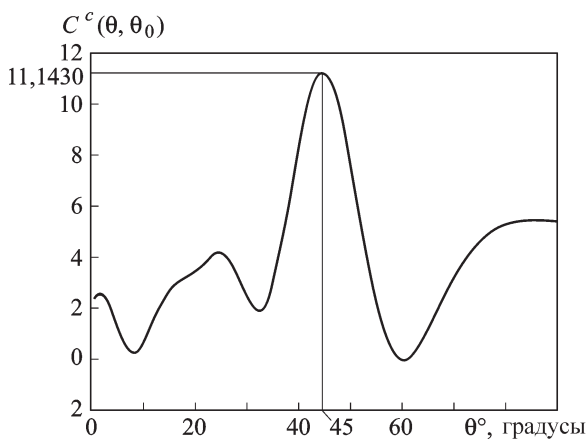


Рис. 5. Ненормированный множитель синтезированной ФАР для отрезка ($T_p = 0,5$ с) реализации сигнала от шагов человека, идущего к системе под углом 45°

Эти результаты могут быть впоследствии использованы для создания робототехнической системы, решающей задачи ближней локации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Х о х л о в В. К., К о р ш и к о в а Ж. С. Пеленгация локализованного источника акустических излучений на основе знакового корреляционного метода // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Машиностроение”. – 2008. – № 3. – С. 66–74.
2. Х о х л о в В. К. Обнаружение, распознавание и пеленгация объектов в ближней локации: Учеб. пособие. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. – 336 с.

Статья поступила в редакцию 2.03.2009

Валерий Константинович Хохлов родился в 1941 г. Окончил МВТУ им. Н.Э. Баумана в 1964 г. Д-р техн. наук, заведующий кафедрой СМ-5 “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 130 научных работ в области обработки информации в автономных информационных и управляющих системах.

V.K. Khokhlov (b. 1941) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1964. D. Sc. (Eng.), head of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 130 publications in the field of data processing in autonomous information and control systems.

Жанна Сергеевна Коршикова родилась в 1979 г. Окончила МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2003 г. Аспирантка кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. 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.