ИНЖЕНЕРНЫЙ ВЕСТНИК

издатель ФГБОУ ВПО «Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана»

Дискриминационные характеристики пеленгаторов локализованных источников широкополосных излучений со спектральным способом обработки сигналов

77-48211/641003

11, ноябрь 2013 Хохлов В. К., Гладышева М. А. УДК 621.396.96

> Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана <u>khokhlov2010@yandex.ru</u> <u>marygladysheva@gmail.com</u>

Введение

В последние годы возрос интерес к использованию в ближней локации (БЛ) пассивных акустических информационных систем (ИС), осуществляющих обнаружение, распознавание и пеленгацию аэродинамических и наземных объектов по их акустическим излучениям для применения в системах защиты. Актуальным является вопрос повышения точности пеленгации объекта и слежения за положением объекта в горизонтальной плоскости. В зарубежной литературе в основном рассматриваются вопросы повышения разрешения акустических систем по углу пеленга, том числе и вопросы сверхразрешения [1-3]. Такой подход значительно усложняет приемный тракт и не решает задачу сопровождения. В [4] рассмотрены вопросы пеленгации в акустических системах с широко распространенным корреляционным трактом обработки сигналов.

В перечисленных работах не рассматриваются дискриминационные характеристики акустических пеленгаторов.

В статье рассматриваются дискриминационные характеристики, необходимые для сопровождения объектов по углу, в акустических пеленгаторах с различной базой, исследованы зоны неоднозначности дискриминационных характеристик.

Научная новизна

В [5, стр. 198-226] исследованы взаимные корреляционные функции и взаимные спектры сигналов в пеленгаторе с двухэлементным приемником и пеленгационные характеристики пеленгатора с временным способом обработки сигналов. В таких пеленгаторах для управления направлением главного максимума диаграммы

направленности требуется перестройка задержек сигнала в каналах при помощи управляемых линий задержек.

В статье показано применение спектрального метода обработки сигналов для получения в акустическом пеленгаторе с синтезированной апертурой дискриминационной характеристики, необходимой для сопровождения объекта по углу, который не требует задержек сигналов.

Постановка задачи

В акустических, сейсмических и гидроакустических системах с двухэлементной антенной решеткой (AP) (рисунок 1) и широкополосными сигналами на входе возможен синтез апертуры, сканирование главным максимумом диаграммы направленности (ДН) [5] и сопровождение объекта по углу. Исследование ДН и пеленгационной характеристики (ПХ) системы с синтезированной апертурой будем проводить при следующих допущениях.



Рисунок 1 Функциональная схема приемной части двухканального пеленгатора:

d – расстояние между фазовыми центрами приемных антенн A_1 и A_2 ;

 $\{\zeta(t)\}, \{\eta(t)\}$ - реализации сигналов на входах тракта обработки

Исследование ДН и пеленгационной характеристики (ПХ) системы с синтезированной апертурой будем проводить при следующих допущениях:

а) амплитудные центры антенн A_1 и A_2 совпадают, а фазовые центры разнесены на величину d (рис.1);

б) локализованные источники излучения расположены в бесконечности, т. е. $\theta_{\zeta} = \theta_{\eta};$

в) процессы $\{\zeta(t)\}$ и $\{\eta(t)\}$ рассматриваются на интервале принятия решения T_c , на котором их можно считать стационарными в широком смысле.

На основании допущения (а) спектральные плотности данных процессов можно считать совпадающими, т. е. $S_{\zeta}(\omega) = S_{\eta}(\omega) = S(\omega)$, $S(\omega)$ может быть определена экспериментально или рассчитана.

Для сигналов на выходах антенн A_1 и A_2 и $\zeta(t)$ и $\eta(t)$ взаимный дискретный спектр на частоте ω_k будет $S_{\zeta\eta}^D(\theta_c, \theta_\pi, \omega_k) = M[\zeta^*(\theta_c, \theta_\pi, \omega_k)\eta(\theta_c, \theta_\pi, \omega_k)]$ [5, стр.203],где: $\theta_c u \theta_{\pi}$ - углы пеленга сигнала и помехи; $\zeta(\theta_c, \theta_\pi, \omega_k)$ 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 , индексами с и п обозначены соответствующие характеристики сигналов и помех, M[]- оператор вычисления математического ожидания.

Обоснование дискриминационных характеристик

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 $\Omega = \frac{2\pi}{T_c} = 2\pi f_1$, $f_1 = \frac{1}{T_c}$. 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 в спектре (n=1) отношение $q_1 = \frac{d}{VT_c}$. Если длительность реализации T_c выбрать таким образом, чтобы при базе d отношение $q_1 = 0,5$ (при таком отношении базы d к длине волны в антенной решетке отсутствуют

дифракционные лепестки [5, стр.231]), то с ростом частоты (*n*) отношение q_n будет кратно $q_1 = 0,5$, т.е. ДПФ широкополосного сигнала позволяет 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 $\hat{\dot{S}}_{\zeta_i}(n\Omega)$ и $\hat{\dot{S}}_{\eta_i}(n\Omega)$, вычисленных по *i*-м отрезкам реализаций $\zeta_i(t)$ и $\eta_i(t)$ в виде

$$\hat{\dot{S}}_{\zeta_{i}}(n2\pi f_{1}) = \dot{\Phi}_{\zeta_{i}}(n2\pi f_{1}) \exp\{j\dot{\varphi}_{\zeta_{i}}(n2\pi f_{1})\},\\ \hat{\dot{S}}_{\eta_{i}}(n2\pi f_{1}) = \dot{\Phi}_{\eta_{i}}(n2\pi f_{1}) \exp\{j\dot{\varphi}_{\eta_{i}}(n2\pi f_{1})\}.$$

На конечном интервале 0 ... T_{C} определим оценку взаимной спектральной плотности

$$\hat{\dot{S}}_{\zeta\eta}(n2\pi f_1) = \hat{\dot{S}}_{\zeta_i}(n2\pi f_1)\hat{\dot{S}}_{\eta_i}^*(n2\pi f_1)/T_C$$

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

$$\begin{cases} \widetilde{G}_{\zeta}(n2\pi f_{1}) = \frac{2}{T_{c}n_{d}} \sum_{i=1}^{n_{d}} \Phi_{\zeta_{i}}^{2}(n2\pi f_{1}), \\ \widetilde{G}_{\eta}(n2\pi f_{1}) = \frac{2}{T_{c}n_{d}} \sum_{i=1}^{n_{d}} \Phi_{\eta_{i}}^{2}(n2\pi f_{1}), \\ \widetilde{G}_{\zeta\eta}(n2\pi f_{1}) = \frac{2}{T_{c}n_{d}} \sum_{i=1}^{n_{d}} S_{\zeta_{i}}(n2\pi f_{1}) S_{\zeta_{i}}^{*}(n2\pi f_{1}). \end{cases}$$

Оценка аргумента взаимной спектральной плотности запишется в виде:

$$\hat{\varphi}_{\zeta_i\eta_i}(n2\pi f_1) = \hat{\varphi}_{\eta_i}(n2\pi f_1) - \hat{\varphi}_{\zeta_i}(n2\pi f_1) = \operatorname{arctg} \frac{\hat{Q}_{\zeta_i\eta_i}(n2\pi f_1)}{\hat{C}_{\zeta_i\eta_i}(n2\pi f_1)},$$

где

$$\hat{C}_{\zeta_{i}\eta_{i}}(n2\pi f_{I}) = \frac{2}{T_{c}} \left[\hat{\zeta}_{R_{i}}(n) \cdot \hat{\eta}_{R_{i}}(n) + \hat{\zeta}_{I_{i}}(n) \cdot \hat{\eta}_{I_{i}}(n) \right],\\ \hat{Q}_{\zeta_{i}\eta_{i}}(n2\pi f_{I}) = \frac{2}{T_{c}} \left[\hat{\zeta}_{R_{i}}(n) \cdot \hat{\eta}_{I_{i}}(n) - \hat{\zeta}_{I_{i}}(n) \cdot \hat{\eta}_{R_{i}}(n) \right].$$

Здесь $\hat{\zeta}_{Ri}(n), \hat{\eta}_{Ii}(n), \dots, \hat{\zeta}_{Ii}(n), \hat{\eta}_{Ri}(n)$ – оценки действительных и мнимых частей спектральных плотностей $\hat{S}_{\zeta_i}(n2\pi f_1)$ и $\hat{S}_{\eta_i}(n2\pi f_1)$, в которых опущена зависимость от частоты.

Тогда сглаженную оценку аргумента взаимной спектральной плотности можно получить в виде

$$\widetilde{\varphi}_{\zeta\eta}(n2\pi f_1) = \frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \widehat{\varphi}_{\zeta_i\eta_i}(n2\pi f_1).$$

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

$$\widetilde{G}_{\zeta}(n2\pi f_1) = \widetilde{G}_{\eta}(n2\pi f_1) = \widetilde{G}_{\zeta\eta}(n2\pi f_1)$$

Используя полученные оценки спектральных плотностей процессов на входе приемных антенн (микрофонов) $\tilde{G}_{\eta}(n2\pi f_1)$ или $\tilde{G}_{\zeta}(n2\pi f_1)$, и аргумент взаимной спектральной плотности $\tilde{\varphi}_{\zeta\eta_i}(n2\pi f_1)$, возможно осуществить синтез апертуры ФАР и сканирование главным максимумом диаграммы направленности синтезированной ФАР. Тогда на основании [5, стр.256] и сказанного выше ненормированный множитель решетки может быть представлен в виде

$$C^{\circ}(\theta,\theta_{0}) = \sum_{n=1}^{N} x_{n} \widetilde{G}(n2\pi f_{1}) cos \left[\varphi_{\zeta\eta_{1}}(n2\pi f_{1}) - n\Delta\psi\theta_{0}\right],$$
(1)

где x_n – множители, определяемые выбранным пространственным окном для непрореженной эквидистантной решетки [2, стр.233],

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

Сканирование направлением главного максимума может быть осуществлено путем перестройки в алгоритме для синтезированной апертуры (1) $\Delta \psi(\theta_o)$, по формуле (2) [5].

Ненормированный множитель синтезированной ФАР будет равен

$$\dot{E}_{a}^{c}(\theta,\theta_{0}) = \frac{C^{c}(\theta,\theta_{0})}{C_{M}^{c}(\theta_{0})},$$

где

$$C_{M}^{c}\left(\theta_{0}\right) = \sum_{n=1}^{N} x_{n} \tilde{G}_{\zeta}\left(n2\pi f_{1}\right).$$

Используя выражения (1) и (2), можно на основе сигналов, полученных в натурных условиях, исследовать функции направленности пеленгаторов с синтезированной апертурой и обосновать частотные характеристики трактов корреляционных пеленгаторов для решения задач пеленгации локализованных источников излучений на фоне распределенных в пространстве помех. Для реализации тракта обработки сигналов рассматриваемого пеленгатора для сигналов каналах пеленгатора необходимо применение дискретного преобразования Фурье.

Пеленгация локализованного источника в простейшем случае может быть осуществлена сравнением выражения (1) с выбранным порогом. Оценка угла пеленга на объект θ_0 определится из текущего значения $\Delta \psi(\theta_0)$, при котором произошло превышение порога.

Для слежения за источником излучения в пеленгаторе необходимо наличие дискриминатора. На основании [6] в системах слежения целесообразно использовать квазиоптимальный дискриминатор.

Реализовать квазиоптимальный дискриминатор [6, стр.273] в рассматриваемом случае возможно, если вычислить производную

$$dC^{\circ}(\theta,\theta_{0})/d\theta$$

которая в рассматриваемом случае будет иметь вид

$$C^{k}(\theta,\theta_{0}) = \sum_{n=1}^{N} x_{n} \widetilde{G}(n2\pi f_{1}) sin \Big[\zeta_{\eta_{1}}(n2\pi f_{1}) - n\Delta \psi \theta_{0} \Big].$$

Тогда, дискриминационная характеристика будет иметь вид

$$D(\theta, \theta_o) = \frac{C^k(\theta, \theta_o)}{C^c}$$

Для оценок дискриминационных характеристик при 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

(рисунок 1) в функции от 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 –отношение сигнал/шум по мощности.

Вычислительный эксперимент

Вычислительный эксперимент проводился на ПК типа Intel L(R) Core™ Duo CPU E7300@2,66GГц, 3,25 ОЗУ.

При расчетах дисперсий сигналов на входах антенн функция направленности приемных антенн предполагалась гауссовой, что является верным для широкополосных акустических сигналов [2]:

$$F(\theta) = F_0 \exp(\pi \theta^2 / \Delta_1^2) \exp(-\pi v^2 / \Delta_2^2).$$

Здесь: $F(\theta)$ – функция направленности антенны, F_0 – усиление антенны на опорном направлении, т.е. в вертикальной плоскости, т.к. система расположена горизонтально; Δ_1 и Δ_2 – эффективные углы диаграммы направленности антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; θ и V – углы пеленга в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно; $\Delta = 1,06\Delta_{0,5}$ ($\Delta_{0,5}$ – 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 $\Delta_{0,I}$ при $\Delta_{0,5} = 60^{\circ}$. Объект представлялся либо точечным излучателем, либо диполем с определенным угловым размером, расположенным в той же плоскости, что и помеха. Предполагалось, что спектры излучения объекта и помехи совпадают и являются гауссовыми:

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

Тогда отношение сигнал/помеха равно

$$a^2 = S_0^c / \sum_i S_{0i}^{\pi}$$
,

где S_0^c и S_{0i}^{Π} - спектральные плотности сигнала от объекта и элементарных i-х источников помехи.

ДH Ha рисунке 2 приведены результаты моделирования нормированной с широкополосными сигналами при (множителя решетки) синтезированной ΦΑΡ $d/\lambda_{cp} = 0,25$ и коэффициентов K распределении весовых в соответствии с ΦAP. На рисунке 3 прямоугольным непрореженной приведена ДH окном В синтезированной ФАР при и $d/\lambda_{cp} = 1$, $a^2 = 10$.



Рисунок 2 – Нормированная диаграмма направленности синтезированной ФАР с широкополосными сигналами, при $q_1 = 0.05$ и $d/\lambda_{cp} = 0.25$, $\alpha = 0.5$, $a^2 = 10$ и распределении весовых коэффициентов x_n , в соответствии с

прямоугольным окном в непрореженной ФАР



Рисунок 3 – Нормированная диаграмма направленности синтезированной ФАР с широкополосными сигналами, при $q_1 = 0.05$ и $d/\lambda_{cp} = 1.8$, $\alpha = 0.5$, $a^2 = 10$ и распределении весовых коэффициентов x_n , в соответствии с прямоугольным окном в непрореженной ФАР

На рисунках 4-7 приведены производные диаграмм направленности и дискриминационные характеристики при $d/\lambda_{cp} = 0.25$ и $d/\lambda_{cp} = 1.8$. Приведенные зависимости позволяют определить зоны однозначности пеленгационных характеристик, их крутизну и использовать их в алгоритмах сопровождения объектов.



Рисунок 4 – Производная диаграммы направленности синтезированной ФАР с широкополосными сигналами при $d/\lambda_{cp} = 0,25, \alpha = 0,5, a^2 = 10$



Рисунок 5 – Производная диаграммы направленности синтезированной ФАР с широкополосными сигналами при $d/\lambda_{cp} = 1.8$, $\alpha = 0.5$, $a^2 = 10$



Рисунок 6 – Дискриминационная характеристика при $d/\lambda_{cp} = 0,25, \alpha = 0,5, a^2 = 10$



Рисунок 7 – Дискриминационная характеристика при $d/\lambda_{cp} = 1.8$, $\alpha = 0.5 a^2 = 10$

Рассмотрим при каких значениях угла функция *cos(kd sin* α_{min}) обращается в ноль:

$$\frac{2\pi d}{\lambda_{cp}}\sin\theta_{min} = \frac{\pi}{2} + \pi n; \qquad n \in N.$$
$$\sin\theta_{min} = \frac{1}{4q_{cp}} + \frac{n}{2q_{cp}}; \qquad n \in N.$$

Заметим, что областью значений функции синуса накладывается ограничение на n. Тогда

$$sin \theta_{min} = \frac{1}{4q_{cp}} + \frac{n}{2q_{cp}}; \qquad n \in N, \qquad -q_{cp} - \frac{1}{2} \le n \le q_{cp} - \frac{1}{2}$$

Таким образом, нули функции и ширина области однозначности в окрестности нуля при различных *q*.

a	A_{min} град (при $n = 0$)	Ширина области однозначности,
4	0 mn, 1 pad. (npn n = 0)	град.
0,25	90	180
0,5	30	60
1	14,5	29
2	7,2	14,4
5	2,9	5,8

Спектральный способ пеленгации позволяет управлять уровнем боковых лепестков за счет изменения коэффициентов χ_n в алгоритме обработки ненормированного множителя решетки $C^C(\theta, \theta_0)$, однако на входе требует применение преобразования Фурье.

Заключение

1) В статье проанализированы диаграммы направленности и дискриминационные характеристики двухканальных пеленгаторов широкополосных сигналов со спектральным способом обработки сигналов. Определены пределы однозначности пеленгационных характеристик при различных отношениях d/λ_0 .

2) Показано, что при значениях $d/\lambda_0 = 1,8$ и относительной ширине полосы α большей 0,5 диапазон углов сопровождения локализованного объекта лежит в пределах от - 9 град. до 9 град. При $d/\lambda_0 = 0,25$ диапазон углов сопровождения расширяется от -90 град до 90 град.

 Полученные результаты могут быть использованы при построении следящих пеленгаторов и для оценки углов визирования локализованных объектов по их акустическим излучениям.

Список литературы

 Search and track power charge docking station based on sound source for autonomous mobile robot applications Luo, R.C.; Huang, C.H.; Huang, C.YIntelligent Robots and Systems (IROS), 2010 IEEE/RSJ International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/IROS.2010.5649993 Publication Year: 2010, Page(s): 1347 - 1352 2. Sound Source Localization for HRI Using FOC-Based Time Difference Feature and Spatial Grid Matching Xiaofei Li ; Hong Liu Cybernetics, IEEE Transactions on Volume: 43 , Issue: 4 Digital Object Identifier: 10.1109/TSMCB.2012.2226443 Publication Year: 2013 , Page(s): 1199 - 1212

3. Spectral and Spatial Multichannel Analysis/Synthesis of Interior Aircraft Sounds Verron, C. ; Gauthier, P.-A. ; Langlois, J. ; Guastavino, C. Audio, Speech, and Language Processing, IEEE Transactions on Volume: 21 , Issue: 7 Digital Object Identifier: 10.1109/TASL.2013.2248712 Publication Year: 2013 , Page(s): 1317 - 1329

4. Хохлов В.К., Коршикова Ж.С. Пеленгация локализованного источника акустических излучений не основе знакового корреляционного метода.–М.: Вестник МГТУ им.Н.Э. Баумана. Сер. Машиностроение.– 2008.–№ 3.– С. 66-74.

5. Автономные информационные и управляющие системы: в 4 т./ Ю.М. Астапов, А.Б. Борзов, А.К. Ефремов [и др.]; под ред. А.Б. Борзова. – М.: ООО НИЦ « Инженер», ООО «Онико-М», 2011. Т.1. -468с.-С. 5-293.

6. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987.-320 с.