

УДК 621.396.96

ПЕЛЕНГОВАНИЕ СИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЙ В СИСТЕМАХ С ФАЗОВОЙ НЕОДНОЗНАЧНОСТЬЮ

ЛЕ ВАН КЫОНГ, КОЗЛОВ С. В., ГУСИНСКИЙ А. В., ЗАБЕНЬКОВ И. И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрен вариант пеленгатора в виде двух расположенных перпендикулярно трехэлементных интерферометров с одним общим элементом и дополнительным шестым приемным каналом. Слабонаправленные приемные антенны пеленгатора с линейной поляризациями размещены на расстояниях, превышающих половину длины волны, плоскости поляризации антенн расположены под различными углами. Обоснован алгоритм пеленгации, предусматривающий оценку выборочной ковариационной матрицы процессов на выходах приемных каналов, ее адаптивную регуляризацию, формирование поляризационно-угловых спектров в виде оценок отношений сигнал/взвешенный шум при приеме сигналов с заданного углового направления и с заданной поляризацией и максимизации полученного спектра. Показано, что при использовании предлагаемого алгоритма в системе с фазовой неоднозначностью происходит формирование одного узкого главного лепестка поляризационно-углового спектра, а все возможные побочные максимумы для системы с фазовой неоднозначностью подавляются. Приведены результаты математического моделирования.

Abstract. A variant of the direction finder in the form of two perpendicular three-element interferometers with one common element and an additional sixth receiving channel is considered. Weakly directional direction finder receiving antennas with linear polarizations are located at distances exceeding half the wavelength, the polarization planes of the antennas are located at different angles. The direction finding algorithm is justified, which provides for the estimation of the sample covariance matrix of processes at the outputs of receiving channels, its adaptive regularization, the formation of polarization-angle spectra in the form of estimates of the signal/weighted noise ratio when receiving signals from a given angular direction and with a given polarization and maximizing the resulting spectrum. It is shown that when using the proposed algorithm in a system with phase ambiguity, one narrow main lobe of the polarization-angular spectrum is formed, and all possible side maxima for a system with phase ambiguity are suppressed. The results of mathematical modeling are presented.

Постановка задачи

Структура рассматриваемого пеленгатора приведена на рис. 1. Имеется $N=6$ приемных каналов. Приемные элементы (ПЭ) первых трех приемных каналов образуют интерферометр с фазовой неоднозначностью, ориентированный вдоль оси Ox , четвертая и пятая антенна совместно с первой образуют интерферометр, ориентированный вдоль оси Oy . Дополнительная шестая приемная антенна расположена на диагонали образующегося квадрата. ПЭ имеют линейную поляризацию, указанную на рис. 1. стрелками. Для простоты будем считать указанные антенны диполями, оси которых ориентированы под углом ϑ_n к оси Ox . Длина волны пеленгуемого сигнала равна λ , причем для любой из пар (n_1, n_2) приемных элементов расстояние между ними $\Delta D_{n_1, n_2} > \lambda / 2$. Указанная ситуация при построении пеленгатора может иметь место при конструктивных ограничениях на размещение приемных антенн на объекте.

В рассматриваемой системе однозначная фазовая пеленгация невозможна. При неизвестной поляризации принимаемого сигнала невозможной оказывается и неоднозначная фазовая пеленгация.

Цель работы – обоснование алгоритма совместного оценивания угловых координат и поляризационных параметров в пеленгаторе с произвольно ориентированными линейно-поляризованными приемными элементами и фазовой неоднозначностью.

Обоснование алгоритма

Будем использовать сферическую систему координат с углами θ между нормалью к плоскости решетки и направлением на источник и φ между проекцией направления на источник на плоскость решетки и положительным направлением оси Ox (рисунок 1б) и линейный

поляризационный базис с ортами $\vec{i}_\theta, \vec{i}_\varphi$. Орт \vec{i}_θ расположен в плоскости падения (плоскости, проходящей через направление прихода электромагнитной волны и нормалью к антенной решетке), орт \vec{i}_φ перпендикулярен плоскости падения. Орты $\vec{i}_\theta, \vec{i}_\varphi$ и вектор «Источник радиоизлучения (ИРИ)-пеленгатор» образуют правую систему координат.

Поляризационные параметры полезного сигнала полностью определяются фазором

$$\vec{\pi}_c = \begin{pmatrix} \cos \gamma_c \\ \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где γ_c - угол наклона плоскости поляризации сигнала; φ_c - сдвиг фаз ортогонально поляризованных компонентов электромагнитного поля. При $\varphi_c=0$ будем иметь линейную поляризацию, причем если $\gamma_c=0$, то эта поляризация вертикальная (основная); $\gamma_c = \pm\pi/2$ - горизонтальная (ортогональная).

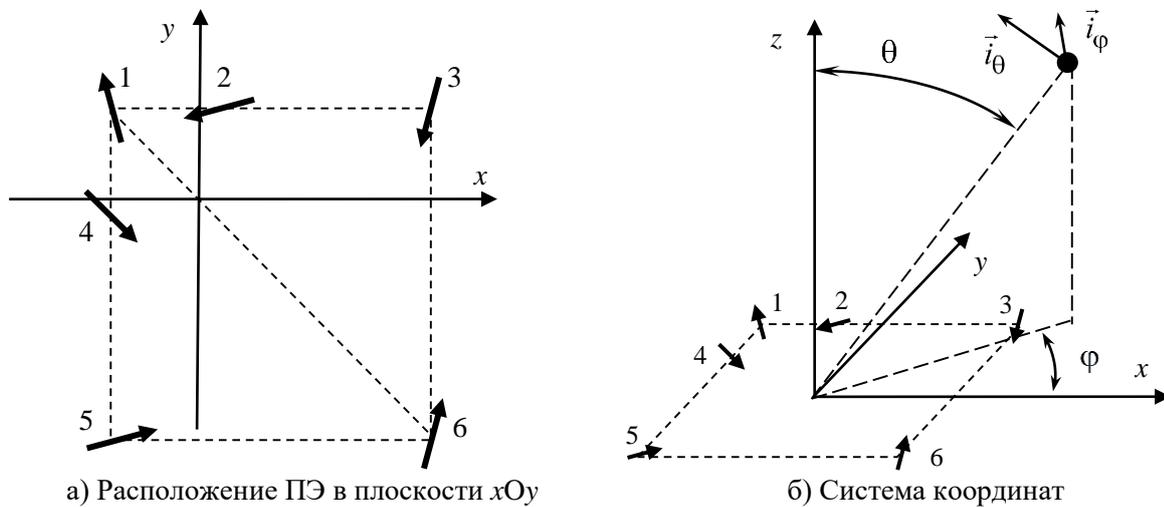


Рис. 1. Размещение ПЭ в плоскости xOy и используемая система координат

Пусть $\varphi=0$ и $\theta \neq 0$, а координаты ПЭ равны $(x_n, y_n), n=\overline{1, N}$. Тогда разности хода между n -м ПЭ и центром решетки $\Delta D_n = x_n \sin \theta$ и, при условии неравномерного размещения элементов по окружности, когда $x_1 \neq x_2 \neq x_3 \neq x_4 \neq x_5 \neq x_6$, возможно образовать $N(N-1)/2$ различных пар разности фаз $\Delta \beta_{i,j} = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta D_j - \Delta D_i) = \frac{2\pi}{\lambda} (x_i - x_j) \sin \theta, i = \overline{1, N-1}, j = \overline{i+1, N}$.

Анализ этих разностей фаз в многошкальной системе позволит установить угол θ . При пеленгации в двух плоскостях анализ несколько сложнее, но приводит к тому же выводу.

Основная проблема такого подхода заключается в том, что измеряемые разности фаз $\Delta \hat{\beta}_{i,j}$ пар ПЭ могут оказаться близкими, а число проверяемых гипотез – большим, что в условиях флуктуационных ошибок измерения приведет к неправильному определению угла. Различия поляризационных характеристик антенн еще более усугубит данную ситуацию.

Одним из возможных путей преодоления этого недостатка является использование пространственной обработки принимаемой реализации [1]. Использование пространственной обработки основано на уникальности (единственности) амплитудно-фазовой структуры принимаемой многоканальной реализации (при отсутствии шумов или сильном сигнале) для всех углов наблюдения (θ, φ) в пределах заданной угловой области.

Диаграмма направленности n -го ПЭ является векторной и включает составляющие ДН $\dot{F}_{V_n}(\theta, \varphi), \dot{F}_{\Gamma_n}(\theta, \varphi)$ на вертикальной (в) и горизонтальной (г) поляризации:

$$\vec{F}_n(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} F_{B_n}(\theta, \varphi) \\ F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} e^{j\beta_n(\theta, \varphi)}, \quad (2)$$

где $\beta_n(\theta, \varphi)$ - фазовый сдвиг, обусловленный смещением ПЭ относительно фазового центра приемной системы.

При приеме полезного сигнала с заданной поляризацией γ_c, φ_c скалярная ДН приемного элемента может быть записана в виде

$$\begin{aligned} \dot{F}_n(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) &= \vec{\pi}_c^* \cdot \vec{F}_n(\theta, \varphi) = \begin{pmatrix} \cos \gamma_c \\ \sin \gamma_c e^{j\varphi_c} \end{pmatrix}^+ \begin{pmatrix} F_{B_n}(\theta, \varphi) \\ F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \end{pmatrix} e^{j\beta_n(\theta, \varphi)} = \\ &= (F_{B_n}(\theta, \varphi) \cos \gamma_c + F_{\Gamma_n}(\theta, \varphi) \sin \gamma_c e^{-j\varphi_c}) e^{j\beta_n(\theta, \varphi)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Многоканальная принимаемая реализация $\mathbf{y}_k = (Y_{0,k}, Y_{1,k}, \dots, Y_{N-1,k})^T$, $\dot{Y}_{n,k}$ - k -й отсчет на выходе n -го приемного канала может быть представлена в виде

$$\mathbf{y}_k = \dot{Y}_k \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) + \mathbf{n}_k, \quad (4)$$

где $\mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = (\dot{F}_1(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c), \dots, \dot{F}_N(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c))^T$ - вектор-столбец ДН ПЭ для заданной поляризации принимаемого сигнала с фазовым центром в центре решетки; \dot{Y}_k - комплексная амплитуда источника ЭМВ на выходе изотропного ПЭ с согласованной поляризацией, расположенного в фазовом центре; \mathbf{n}_k - вектор независимых внутренних шумов приемных каналов с единичной (при условии нормировки) корреляционной матрицей.

Выборочная ковариационная матрица (КМ) многоканальной принимаемой реализации на выходах приемных каналов

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^+, \quad (5)$$

где $\mathbf{y}_k = (Y_{0,k}, Y_{1,k}, \dots, Y_{N-1,k})^T$; $\dot{Y}_{n,k}$ - k -й отсчет на выходе n -го приемного канала; K - число отсчетов при формировании выборочной КМ; символом «+» в верхнем регистре обозначено комплексное сопряжение и транспонирование вектора (матрицы). Матрица $\hat{\Phi}$ несет всю информацию о направлении прихода, поляризации и мощности полезного сигнала.

Сформируем вектор весовых коэффициентов при приеме полезного сигнала с направления (θ, φ) и поляризацией γ_c, φ_c :

$$\boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \quad (6)$$

Если просканировать заданную область направляющим векторами $\boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)$, то в направлении, соответствующем положению полезного сигнала будем иметь максимум мощности сигнал+взвешенный шум:

$$\hat{P}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi} \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c), \quad (7)$$

что позволяет получить оценку направления прихода и поляризационных параметров сигнала

$$(\hat{\theta}, \hat{\varphi}, \hat{\gamma}_c, \hat{\varphi}_c) = \arg \max_{\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c} \hat{P}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \quad (8)$$

Недостатками оценки (8) является возможность пеленгации «по шумам» при отсутствии сигнала или слабом сигнале. Для устранения недостатка сформируем поляризационно-угловой спектр в виде оценки отношения сигнал/взвешенный шум

$$\Psi(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \frac{\boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi} \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{\boldsymbol{\omega}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \boldsymbol{\omega}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)} = \frac{\mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{\mathbf{f}^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) \mathbf{f}(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}. \quad (9)$$

с оценкой (8) направления прихода и поляризационных параметров сигнала, вычисляемой при $\hat{P} = \Psi$.

При использовании оценки (8), (9) и $\theta \neq \theta_c, \varphi \neq \varphi_c$ источник полезного сигнала (равно как и все другие мешающие источники) подавляются. Поэтому в угловом спектре формируется один узкий пик в направлении на источник полезного сигнала.

Оценка (8) оказывается хорошей при очень густой сетке при построении углового спектра, точно заданных ДН приемных элементов и использовании достаточно длинных выборок, когда $K > 10^2 \dots 10^3$. Причиной этого является резкое возрастание нормы вектора весовых коэффициентов $\omega^+(\theta, \varphi)\omega(\theta, \varphi)$, то есть взвешенных внутренних шумов при использовании коротких выборок. К аналогичному эффекту приводит расхождение модельных (заданных в алгоритме адаптации) и реальных ДН приемных каналов. Для парирования этого явления широко применяется регуляризация выборочной КМ [1-4] согласно выражения

$$\hat{\Phi}r = \hat{\Phi} + \mu I, \tag{10}$$

где μ - адаптивно выбираемый параметр регуляризации.

Использование регуляризации позволяет резко (на 10..20 дБ) снизить мощность взвешенных внутренних шумов, то есть повысить отношение сигнал/взвешенный шум, а также частично проредить сетку по угловым координатам. При использовании регуляризации выражение для векторов весовых коэффициентов, решающей статистики (поляризационно-углового спектра) и постановка оптимизационной задачи принимают вид

$$\omega(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \hat{\Phi}r^{-1}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c); \tag{11}$$

$$\Psi_r(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c) = \frac{f^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)\hat{\Phi}r^{-1}\hat{\Phi}\hat{\Phi}r^{-1}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}{f^+(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)\hat{\Phi}r^{-2}f(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)}; \tag{12}$$

$$(\hat{\theta}, \hat{\varphi}, \gamma_c, \varphi_c) = \arg \max_{\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c} \Psi_r(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c). \tag{13}$$

Решение оптимизационной задачи (13) является достаточно трудоемким. Использование градиентных процедур усложняется сильной «изрезанностью» поляризационно-углового спектра и наличием наряду с глобальным, большого числа локальных максимумов. Поэтому необходимо использовать методы полного перебора и последовательной оптимизации. При проведении последовательной оптимизации сначала для заданных θ, φ проводится максимизация по поляризационным параметрам γ_c, φ_c с запоминанием максимального значения поляризационно-углового спектра и соответствующих значений поляризационных параметров, далее проводится максимизация по θ, φ (возможно, также последовательно). Это позволяет избежать необходимости хранения в памяти устройства оценивания четырехмерного массива $\Psi(\theta, \varphi, \gamma_c, \varphi_c)$ поляризационно-углового спектра.

Результаты моделирования

Построение поляризационно-угловых спектров проводилось для пеленгатора с координатами ПЭ $x = (-0,1; 0,025; 0,3; -0,1; -0,1; 0,3)^T$ м; $x = (0,1; 0,1; 0,1; -0,025; -0,3; -0,3)^T$ м, углах расположения диполей $\nu = (105^\circ; 165^\circ; 225^\circ; 285^\circ; 345^\circ)^T$; $\lambda = 2$ см; отношении сигнал/шум на выходе ПЭ при согласованной поляризации в максимуме ДН 20 дБ. Параметры приемных трактов полагались идентичными, ДН ПЭ – точно известными. Угловые координаты сигнала $\theta = 30^\circ$ или 60° ; $\varphi = 15^\circ$, поляризация вертикальная $\gamma_c = 0$. Число отчетов при формировании выборочной КМ $K = 50$. Параметр при адаптивной регуляризации формировался делением на 10 следа ковариационной матрицы $\mu = \text{tr}(\hat{\Phi})/10$.

На рис. 2. приведены угловые спектры, полученные на втором этапе оптимизации (после оценивания максимума по поляризационным параметрам) для случая отсутствия и наличия регуляризации (10). При этом поляризационные параметры на первом этапе определены точно.

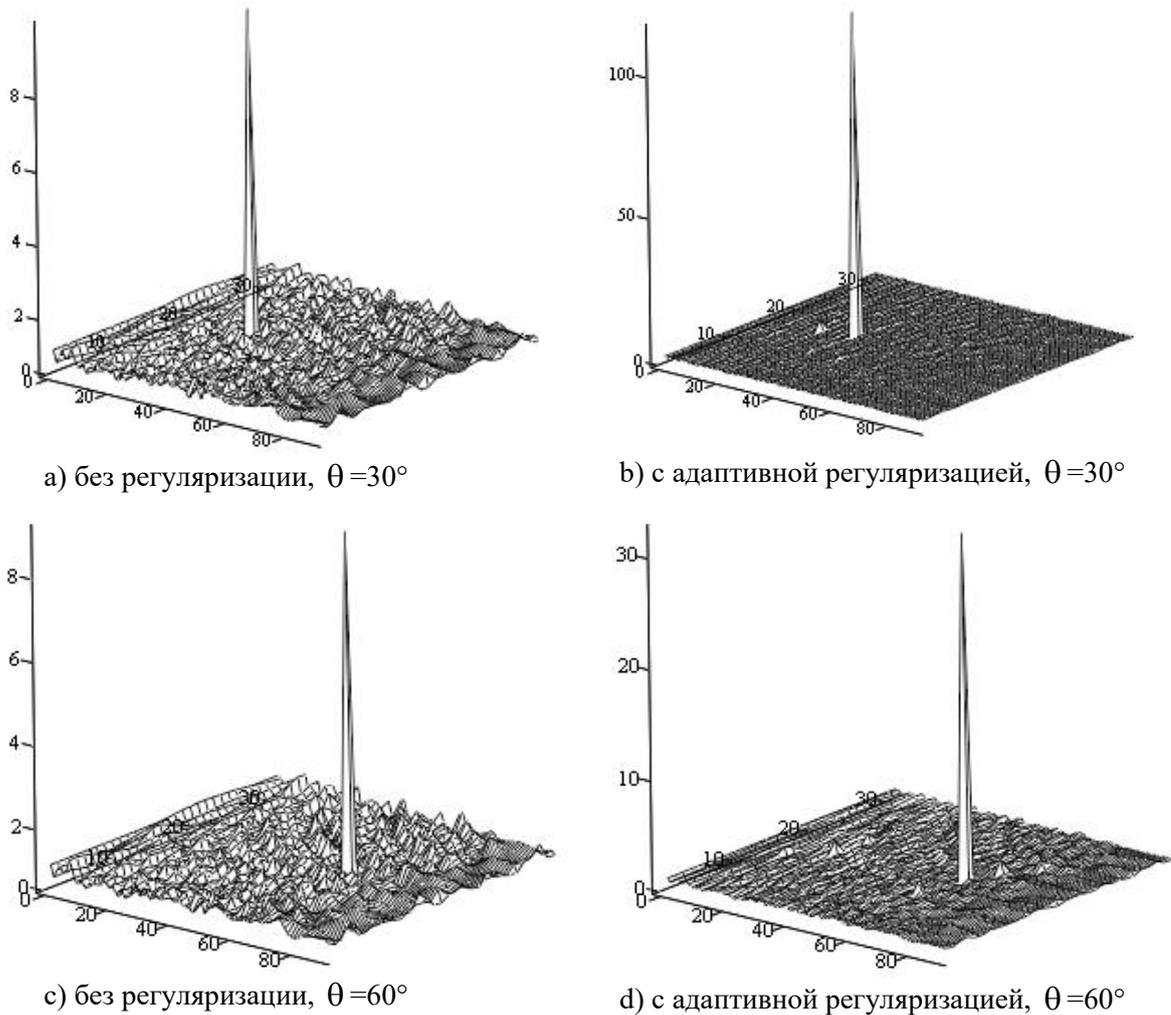


Рис. 2. Угловой спектр в окрестности истинных угловых координат полезного сигнала

Как видно из результатов моделирования, в направлении на источник сигнала сформировался узкий пик. Угловые координаты (с учетом используемой сетки по углам в 1°) определены точно. Амплитуда пика при использовании адаптивной регуляризации примерно в 10 раз больше, чем при отсутствии регуляризации, что подтверждает ее положительное влияние на форму поляризационно-углового спектра.

Предварительные результаты моделирования показывают, что минимальное отношение сигнал/шум при пеленговании с определением поляризационных параметров полезных сигналов составляет 13-15 дБ. При меньших значениях достоверность определения указанных параметров ухудшается и возможны anomальные ошибки оценивания.

Список использованных источников

1. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003.
2. Абрамович Ю. И. Предельная скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех в условиях неклассифицированной обучающей выборки // Радиотехника и электроника. 1982, Т. 27, №8, с. 1534-1538.
3. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. 1989, Т. 26, №3, с. 543-551.
4. Абрамович, Ю. И., Качур, В. Г. Методы защиты отличающегося от опорного полезного сигнала в адаптивных процедурах с неклассифицированной обучающей выборкой // Радиотехника и электроника. 1990, Т. 35, № 6.