

ОДНОЭТАПНЫЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ-ПЕЛЕНГОВАНИЯ СИГНАЛОВ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ СПЕКТРОМ

Вассенков А.В., Ражев А.Н., Скобелкин В.Н.

Предложен метод оценки направления на источник радиоизлучения по результатам измерения мгновенных фаз на разнесенных в пространстве антенных элементах. Предлагаемый метод основан на минимизации функционала квадратичных невязок фазовых измерений и позволяет получить оценку путем прямых вычислений в противовес традиционным, затратным в вычислительном плане методам, использующим итерации или сканирование по углам прихода сигнала.

В современных системах связи имеет место тенденция возрастания количества источников радиоизлучений (ИРИ), имеющих распределенный спектр, в том числе использующих в своей работе режимы псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ).

В последнее время для решения задачи обнаружения сигналов с ППРЧ активно используется метод широкополосной обработки сигналов, который эффективно подавляет помехи и формирует адаптивный порог обнаружения требуемых сигналов по частотно-временной спектрограмме. Данный метод хорошо зарекомендовал себя при обнаружении сигналов сложной частотно-временной структуры от одного ИРИ.

Однако при наличии в одном частотном диапазоне сигналов с ППРЧ от нескольких ИРИ возникает задача разделения указанных сигналов, которая практически не может быть решена без знания пеленговой информации о каждом моночастотном фрагменте сигналов с ППРЧ в широком диапазоне частот в реальном масштабе времени. При этом вычислительная сложность процедуры пеленгования возрастает в десятки-сотни раз пропорционально количеству спектральных составляющих, превышающих адаптивный порог, что не позволяет реализовать традиционные, использующие итерации или сканирование по углам прихода сигнала методы пеленгования на практике применительно к данной задаче.

Таким образом, возникает задача разработки эффективного в вычислительном плане метода оценки мгновенных значений пеленгов отдельных моночастотных посылок.

Предлагаемый метод основан на минимизации функционала квадратичных невязок фазовых измерений и позволяет получать оценку путем прямых вычислений в противовес традиционным, затратным в вычислительном плане методам, использующим итерации или сканирование по углам прихода сигнала. При этом оценка направления прихода плоской волны производится в предположении наличия единственной пространственной моды (луча) сигнала на каждой элементарной частотной позиции в полосе приема.

Как известно [1], по значениям фазы в 3 разнесенных точках, не лежащих на одной прямой, однозначно восстанавливается трехмерный волновой вектор сигнала $\mathbf{k} = (k_x, k_y, k_z)$ и углы прихода сигнала – пеленг α и угол места β :

$$\begin{cases} \mathbf{k} = 2\pi/\lambda \cdot [\mathbf{e} \pm \sqrt{1 - \mathbf{e}^T \mathbf{e} \cdot \mathbf{n}}], \\ \alpha = \arctg(k_x/k_y), \\ \beta = \arcsin(k_z), \\ e = \lambda/2\pi \cdot \left[\frac{(\varphi_1 - \varphi_2)(\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_1)}{(\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_1)} + \frac{(\varphi_1 - \varphi_3)(\mathbf{x}_3 - \mathbf{x}_1)}{(\mathbf{x}_3 - \mathbf{x}_1)^T (\mathbf{x}_3 - \mathbf{x}_1)} \right], \end{cases} \quad (1)$$

где \mathbf{e} – вектор в плоскости антенной решетки (АР), $\sqrt{\mathbf{e}^T \mathbf{e}} \leq 1$ – его норма;
 \mathbf{n} – единичный вектор нормали к плоскости АР;

λ – длина волны;

\mathbf{x}_i – трехмерный вектор пространственных координат;

φ_i – значение фазы для i -го антенного элемента (АЭ);

$i = 1, 2, 3, (\dots)$ – скалярное произведение векторов.

Знаки в системе уравнений (1) определяются условием, чтобы \mathbf{k} принадлежал нижней полусфере относительно поверхности земли ($k_z \leq 0$) – волна приходит с неба, а не из-под земли.

В случае $N > 3$ АЭ (каналов) имеем переопределенную относительно неизвестных двумерного вектора углов прихода сигнала $\boldsymbol{\theta} = (\alpha, \beta)$ и мешающего параметра φ_0 – фазы сигнала в начале системы координат (СК) – систему уравнений измерений:

$$\begin{cases} \varphi'_1 = \varphi_0 + \mathbf{k}^T \mathbf{x}_1 + \varepsilon_1 \\ \varphi'_2 = \varphi_0 + \mathbf{k}^T \mathbf{x}_2 + \varepsilon_2 \\ \dots \\ \varphi'_N = \varphi_0 + \mathbf{k}^T \mathbf{x}_N + \varepsilon_N \end{cases}, \quad (2)$$

где $\varepsilon_i, i = 1, \dots, N$ – погрешности независимых равноточных измерений.

Переход в СК с началом в фазовом центре АР позволяет избавиться от мешающего параметра φ_0 . В этом случае оптимальной оценкой φ_0 , не зависящей от параметра $\boldsymbol{\theta}$, служит усредненное по АР значение измерений фазы. Действительно, подставляя в (2) вместо измеренных фаз значения за вычетом усредненной фазы, получим следующую систему уравнений измерений:

$$\begin{cases} \varphi_1 = \mathbf{k}^T \mathbf{x}_1 + \varepsilon_1 \\ \varphi_2 = \mathbf{k}^T \mathbf{x}_2 + \varepsilon_2 \\ \dots \\ \varphi_N = \mathbf{k}^T \mathbf{x}_N + \varepsilon_N \end{cases}. \quad (3)$$

Решая систему (3) методом наименьших квадратов, получим:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \Phi(\boldsymbol{\theta}), \quad (4)$$

где $\Phi(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{i=1}^N (\varphi_i - \mathbf{k}(\boldsymbol{\theta})^T \mathbf{x}_i)^2$ – квадратичная невязка фазовых измерений,

причем $\mathbf{k}(\boldsymbol{\theta}) = 2\pi/\lambda (\cos \beta \cdot \sin \alpha, \cos \beta \cdot \cos \alpha, \sin \alpha)^T$.

В общем случае задача (4) представляет собой задачу двумерной нелинейной оптимизации и может быть решена итерационным методом Ньютона [2]:

$$\boldsymbol{\theta}_{n+1} = \boldsymbol{\theta}_n - [\nabla^2 \Phi(\boldsymbol{\theta}_n)]^{-1} \cdot \nabla \Phi(\boldsymbol{\theta}_n), \quad (5)$$

где $\nabla \Phi(\boldsymbol{\theta}_n)$, $\nabla^2 \Phi(\boldsymbol{\theta}_n)$ – вектор и матрица частных производных, соответственно, 1-го и 2-го порядка от функции невязки по угловым переменным.

Начальное приближение решения (5) из окрестности глобального минимума фазовой невязки ищется путем двумерного сканирования по α и β с дискретом, максимально пригодным, для того, чтобы не пропустить окрестность глобального экстремума.

Случай плоской АР допускает прямое (не итерационное) решение задачи (4) при помощи стандартных формул квадратичной оптимизации относительно двумерной проекции волнового вектора на плоскость АР:

$$\begin{pmatrix} k_x \\ k_y \end{pmatrix} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \boldsymbol{\varphi}, \quad (6)$$

где $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} x_1 & y_1 \\ x_2 & y_2 \\ \dots & \dots \\ x_N & y_N \end{pmatrix}$; $\boldsymbol{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_1 \\ \dots \\ \varphi_N \end{pmatrix}$;

x_i, y_i – 2d-координаты элементов АР.

Проекция волнового вектора на нормаль к плоскости АР восстанавливается по формуле

$$k_z = \sqrt{(2\pi/\lambda)^2 - k_x^2 - k_y^2}. \quad (7)$$

В случае, если модуль оценки волнового вектора по формуле (6) превысит значение $2\pi/\lambda$, необходима дополнительная процедура одномерной оптимизации по α при $\beta = 0$, которая может быть выполнена методом Ньютона:

$$\alpha_{n+1} = \alpha_n - \frac{\Phi_\alpha(\alpha_n)}{\Phi_{\alpha\alpha}(\alpha_n)}, \quad (8)$$

с начальным приближением, рассчитанным из оценки (6).

Модуль вектора остаточной невязки фаз служит критерием однолучёвости поля и, следовательно, корректной применимости описанного алгоритма.

Анализ вычислительной сложности традиционных, использующих итерации или сканирование по углам прихода сигнала, методов показал, что применение одноэтапного метода пеленгования в условиях широкополосного приема дает выигрыш по времени более чем в 1000 раз.

Практическая реализация описанного выше метода позволила решить следующие практические задачи:

- поиск и обнаружение сигналов с ППРЧ, с длительностью моночастотного фрагмента до 10 мс в КВ-диапазоне частот и до 1 мс в УКВ-диапазоне частот;
- пеленгование ИРИ с ППРЧ с эксплуатационной точностью 1,5 градуса в КВ-диапазоне частот и 1.4-0.8 градуса в УКВ-диапазоне частот;
- разделение абонентов, работающих в режиме с ППРЧ.

Фрагмент программного интерфейса пеленгатора представлен на рисунке 1. В верхней части представлена спектрограмма сигнала в системе координат частота (Гц)/мощность сигнала (дБ); в средней части представлена частотно-временная диаграмма в координатах частота (Гц)/время (с), уровень мощности сигнала на которой показан яркостью изображения; в нижней части рисунка представлена диаграмма в координатах частота (Гц)/пеленг (градусы). На частотно-временной диаграмме представлен фрагмент сигналов от трех ИРИ, одновременно работающих в режиме с ППРЧ в одном частотном диапазоне.

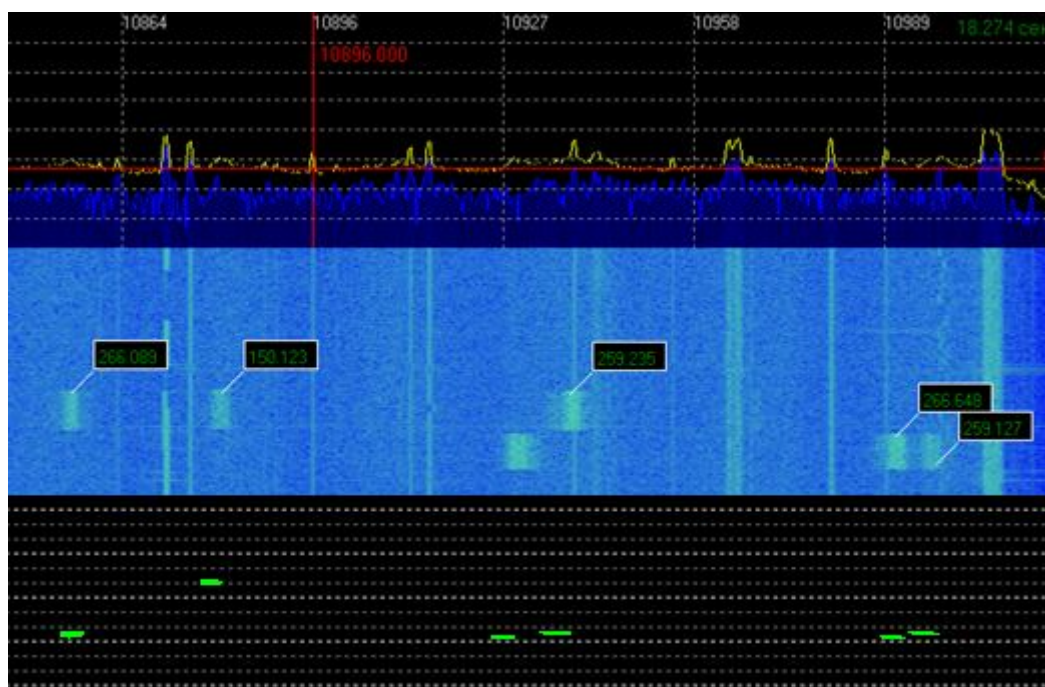


Рис. 1. Фрагмент программного интерфейса пеленгатора.

Таким образом, предложен новый метод оценки направления на источник радиоизлучения по результатам измерения мгновенных фаз на разнесенных в пространстве антенных элементах, основанный на минимизации функционала квадратичных невязок фазовых измерений и позволяющий получить оценку путем прямых вычислений. При этом применение данного одноэтапного метода пеленгования в условиях широкополосного приема дает выигрыш по времени более чем в 1000 раз по отношению к традиционным методам, использующим итерации или сканирование по углам прихода сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дубровин А.В. Одноэтапные процедуры и пассивные системы определения координат источников радиоизлучений: Дис... доктор техн. наук/МАИ. М., 2007.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных сотрудников и инженеров. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984.