

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Н.М. Иванов, В.С. Онищенко, В.Н. Шевченко

Федеральное государственное унитарное предприятие «ГКБ «Связь»

Предложен метод пространственного разделения источников поля неизвестной поляризации с использованием многоэлементных антенных решёток. Получены соотношения, позволяющие оценивать пространственный спектр и векторы поляризации составляющих электромагнитного поля, давать оценку и достоверность угловых координат каждого источника. Численным моделированием подтверждена более высокая эффективность предложенного метода по сравнению с известными методами.

Решение задачи пространственного разделения источников электромагнитного поля необходимо для повышения эффективности радиотехнических систем, использующих многоэлементные антенные решётки [1]. Известные алгоритмы, ориентированные на обработку электромагнитного поля определённой поляризации, согласованной с конфигурацией антенной решётки, дают большие погрешности, если поляризация падающего поля существенно отличается от выбранной. Так будет, например, если антенные элементы расположены вблизи отражателей, которые могут изменять поляризацию поля. В связи с этим учет поляризации электромагнитного поля необходим для получения точных результатов пеленгования, особенно в сложных условиях распространения волн или размещения антенной решетки пеленгатора. Кроме того, поляризация падающего поля сама по себе несёт важную дополнительную информацию об источнике излучения. В связи с этим задача учёта поляризации при определении направления на источники электромагнитного поля является чрезвычайно актуальной.

Пусть имеется N -элементная антенная решётка и известна оценка амплитудно-фазового распределения (АФР) $\dot{\mathbf{J}}_0$ напряжений, наводимых на элементах решётки поляризованными электромагнитными волнами от K источников, где $\dot{\mathbf{J}}_0$ – комплексный N -элементный вектор-столбец. Оценка амплитудно-фазового распределения может быть получена одним из известных способов [2, 3].

Элементы вектора $\dot{\mathbf{J}}_0$ можно представить в виде линейной комбинации базисных напряжений, возбуждаемых на элементах антенной решётки плоскими гармоническими волнами единичной амплитуды двух независимых h и v поляризаций. Тогда для произвольного АФР имеем следующая модель:

$$\dot{\mathbf{J}} = \dot{\mathbf{R}}\dot{\mathbf{P}}. \quad (1)$$

Здесь $\dot{\mathbf{R}} = \dot{\mathbf{R}} \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta} = \left[\dot{\mathbf{R}}_h \alpha_1, \beta_1 \quad \dot{\mathbf{R}}_v \alpha_1, \beta_1 \quad \dots \quad \dot{\mathbf{R}}_h \alpha_K, \beta_K \quad \dot{\mathbf{R}}_v \alpha_K, \beta_K \right]$ – комплексная $N \times 2K$ матрица, $\dot{\mathbf{R}}_h \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}$, $\dot{\mathbf{R}}_v \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}$ – N -мерные векторы-столбцы откликов на волны двух независимых поляризаций, зависящие от K -мерных векторов угловых координат источников $\boldsymbol{\alpha}$ и $\boldsymbol{\beta}$ с компонентами $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1 \dots \alpha_k \dots \alpha_K]$ и $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \dots \beta_k \dots \beta_K]$, $k = \overline{1, K}$ – номер источника. Другими словами, $\dot{\mathbf{R}} \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}$ – это заданная матрица-гипотеза,

характеризующая комплексные отклики решетки для всех возможных направлений прихода сигналов от каждого потенциального источника для двух выбранных поляризаций. Далее, $\dot{\mathbf{P}} = \dot{p}_h^1 \dot{p}_v^1 \dots \dot{p}_h^k \dot{p}_v^k \dots \dot{p}_h^K \dot{p}_v^K^T$ – $2K \times 1$ вектор-столбец, определяющий поляризацию сигналов, \dot{p}_h^k и \dot{p}_v^k – комплексные коэффициенты поляризации k -го сигнала в выбранном базисе, т.е. компоненты вектора $\dot{\mathbf{P}}$ являются коэффициентами линейной комбинации векторов $\dot{\mathbf{R}}_h$ и $\dot{\mathbf{R}}_v$.

Конкретный вид векторов $\dot{\mathbf{R}}_h, \alpha, \beta$ и $\dot{\mathbf{R}}_v, \alpha, \beta$, помимо зависимости от азимутов и углов места, определяется длиной волны $\lambda = 2\pi c / \omega_0$ (c – скорость света), типом и ориентацией антенных элементов, местом расположения и геометрией антенной решетки. В простых случаях они могут быть найдены аналитически, а в сложных условиях размещения антенной системы либо экспериментально, либо численным решением соответствующей граничной задачи электродинамики [4].

В рамках принятой модели (1) для измеренного АФР следует написать выражение

$$\dot{\mathbf{J}}_0 = \dot{\mathbf{R}}_0 \dot{\mathbf{P}}_0 + \dot{\Sigma},$$

в котором матрицы $\dot{\mathbf{R}}_0$ и $\dot{\mathbf{P}}_0$ соответствуют истинным углам прихода α_0, β_0 и поляризации волн, $\dot{\Sigma}$ – вектор-столбец аддитивного шума.

Задачу пространственной локализации K источников поляризованного электромагнитного поля сформулируем в следующем виде. Приравнявая измеренное АФР модельному (1), получим основное уравнение локализации источников поляризованного электромагнитного поля

$$\dot{\mathbf{J}}_0 = \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{P}}. \quad (2)$$

В уравнении (2) неизвестными являются векторы $\dot{\mathbf{P}}, \alpha$ и β , а сама система – переопределённой. Ее решение отыскиваем методом наименьших квадратов, т.е. минимизацией функционала вида

$$\Delta^2 \dot{\mathbf{P}}, \alpha, \beta = C^2 \dot{\mathbf{J}}_0^+ - \dot{\mathbf{P}}^+ \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{J}}_0 - \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{P}}, \quad (3)$$

где C^2 – нормировочный множитель.

Дифференцируя функционал (3) по $\dot{\mathbf{P}}^+$ и приравнявая результат к нулю, получаем систему нормальных линейных уравнений вида

$$\dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{P}} = \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{J}}_0, \quad (4)$$

решение которой есть $\dot{\mathbf{P}} = \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{J}}_0$, если матрица $\dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}$ неособенная. В общем случае следует полагать

$$\dot{\mathbf{P}} = \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^\# \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{J}}_0, \quad (5)$$

где символ $\dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^\#$ означает матрицу, псевдообратную к матрице $\dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}$ [5], которая для невырожденной матрицы совпадает с обратной.

Подставляя (5) в (3) и полагая нормировочный множитель $C^2 = \dot{\mathbf{J}}_0^+ \dot{\mathbf{J}}_0^{-1}$, получаем, что нормированный квадрат нормы невязки (3) измеренного $\dot{\mathbf{J}}_0$ и модельного $\dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{P}}$ АФР электромагнитного поля определяется следующим выражением:

$$\Delta^2 = 1 - \frac{\dot{\mathbf{J}}_0^+ \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^\# \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{J}}_0}{\dot{\mathbf{J}}_0^+ \dot{\mathbf{J}}_0}. \quad (6)$$

Минимизация Δ^2 эквивалентна максимизации выражения $\dot{\mathbf{J}}_0^+ \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^\# \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{J}}_0$, максимум которого достигается при согласовании модельного и измеренного АФР.

Из соотношения (6) вытекает следующий алгоритм оценивания пространственного спектра и углов прихода:

$$G_{\alpha, \beta} = \dot{\mathbf{J}}_0^+ \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{R}}^+ \dot{\mathbf{R}}^\# \dot{\mathbf{R}} \dot{\mathbf{J}}_0, \quad (7)$$

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} \rightarrow \arg \max_{\alpha, \beta} G_{\alpha, \beta}. \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) могут рассматриваться как обобщение известных решений задачи пространственной локализации излучений заданной поляризации в многолучевой постановке [1].

Оценка направлений прихода излучений осуществляется путем нахождения глобального максимума $G_{\alpha, \beta}$ по $2K$ переменным α_k, β_k . Следует учесть, что вычислительная сложность поиска глобального максимума экспоненциально растет с ростом количества локализуемых сигналов, поэтому возможно использование прямого поиска на грубой сетке с последующим уточнением методами локального поиска экстремума.

Выражение (5) может быть использовано для анализа достоверности оценок $\hat{\alpha}, \hat{\beta}$. Для этого матрица $\dot{\mathbf{R}} \hat{\alpha}, \hat{\beta}$ подставляется в выражение (6) и вычисляется соответствующее значение $\hat{\Delta}^2$. В предельном случае, соответствующем отсутствию шумов и искажений поляризации и фронта волны, величина $\hat{\Delta}^2$ должна быть равна нулю. Большие значения $\hat{\Delta}^2$ свидетельствует о рассогласовании параметров идеального и измеренного АФР, что дает возможность отфильтровать ошибочные значения углов прихода и повысить тем самым достоверность этих оценок.

Таким образом, полученные соотношения дают алгоритм пространственного разделения источников поля неизвестной поляризации. Кроме того, соотношение (5)

позволяет оценивать векторы поляризации поля источников, так как комплексный вектор $\dot{\mathbf{R}}$ имеет взаимнооднозначную связь с инвариантными относительно выбора системы координат характеристиками поляризационного эллипса: отношением осей и направлением вращения [6].

Эффективность предложенного подхода исследовалась методом математического моделирования. Для этого использовалась кольцевая антенная решетка с числом элементов $N = 11$ и волновым радиусом $r = 2\lambda$, состоящая из вертикальных магнитных рамок, расположенных по касательной к окружности согласно рис. 1.

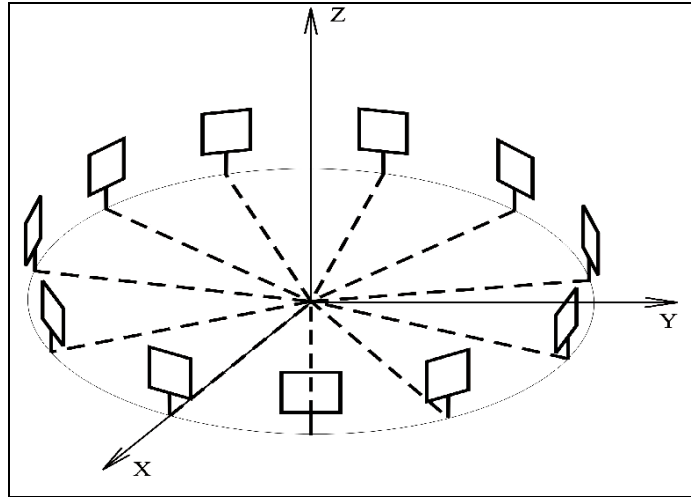


Рис.1. Вид антенной решетки.

Для этой антенной решетки моделировалась локализация двух источников фазоманипулированных сигналов, имеющих разные законы манипуляции и параметры поляризации. Модель сигнала задавалась в виде

$$\dot{\mathbf{S}} = \sum_{k=1}^K \cos \gamma_k \dot{\mathbf{R}}_h + \exp i\delta_k \sin \gamma_k \dot{\mathbf{R}}_v \left| \dot{\mathbf{H}}^k \right| \exp i\psi_k \dot{s}^k t, \quad (8)$$

где $\dot{s}^k t$ - аналитический сигнал k -го источника, $\dot{\mathbf{H}}^k$ - вектор комплексной амплитуды магнитного поля k -го сигнала, $\gamma_k = \arccos \left| \dot{H}_h^k \right| / \left| \dot{\mathbf{H}}^k \right|$, δ_k - разность фаз между вертикальной v и горизонтальной h поляризационными компонентами k -го сигнала, ψ_k - относительная фаза k -го сигнала.

В качестве измеренного АФР выбиралась первая строка корреляционной матрицы сигнала $\dot{\mathbf{S}}\dot{\mathbf{S}}^+$. Уровень корреляции между сигналами $\dot{s}^k t$ источников регулировался изменением временных задержек между ними при одинаковом законе манипуляции сигналов $\dot{s}^k t$. Отношения сигнал/шум q определялось как отношение суммарной мощности сигнала на всех антеннах к суммарной мощности шума, что может рассматриваться как среднее отношение сигнал/шум на выходе отдельного АЭ.

Для случая антенной решётки в свободном пространстве компоненты векторов $\dot{\mathbf{R}}_h, \dot{\mathbf{R}}_v$ могут быть получены аналитически:

$$\begin{aligned} \dot{R}_{hn} \alpha, \beta &= -\sin \theta_n \cos \alpha - \phi_n \exp i\mathbf{k}\mathbf{r}_n, \\ \dot{R}_{vn} \alpha, \beta &= -\sin \theta_n \cos \beta \sin \alpha - \phi_n + \cos \theta_n \cos \beta \exp i\mathbf{k}\mathbf{r}_n, \end{aligned} \quad (9)$$

где $n = 0, \dots, N-1$, ϕ_n, θ_n – угловые координаты плоскостей рамок, \mathbf{r}_n – радиус-векторы фазовых центров антенных элементов, \mathbf{k} – волновой вектор, $|\mathbf{r}_n| = r$, r – радиус решётки.

Для решётки, показанной на рис. 1, $\theta_n = \pi/2$, $\phi_n = 2\pi n/N + \pi/2$.

В процессе моделирования использовался предложенный метод (7), а для сравнения поляризационно-независимый метод MUSIC [6].

На первом этапе проведен сравнительный анализ эффективности методов для случая большого углового разноса двух источников со следующими параметрами: $\alpha_1 = 60^\circ$, $\beta_1 = 30^\circ$, $\gamma_1 = \pi/4$, $\delta_1 = \pi/2$ – круговая поляризация; $\alpha_2 = 110^\circ$, $\beta_2 = 35^\circ$, $\gamma_2 = \pi/3$, $\delta_2 = \pi/3$ – эллиптическая поляризация; $|\dot{\mathbf{H}}^1| = |\dot{\mathbf{H}}^2| = 1$; $\psi_1 = 0$, $\psi_2 = 0$; $q = 10$ дБ. Коэффициент корреляции сигналов изменялся случайно. Результаты моделирования показали, что источники разделяются любым из указанных методов в широком интервале уровней корреляции между сигналами при выбранном отношении сигнал/шум.

На следующем этапе при тех же значениях параметров поляризации и отношении сигнал/шум моделировалась ситуация, когда заданные углы прихода сигналов двух источников $\alpha_1 = 60^\circ$, $\beta_1 = 30^\circ$ и $\alpha_2 = 54^\circ$, $\beta_2 = 35^\circ$ находились в пределах одного интервала разрешения Релея, для данной решётки приблизительно равного 15° . При этом исследовалась вероятность разделения сигналов в зависимости от уровня их корреляции (рис. 2). В качестве выполнения условия правильного разделения сигналов выбиралось событие, заключающееся в том, чтобы полученные оценки направлений на источники сигналов попадали в интервал $\pm 2^\circ$ относительно истинных значений.

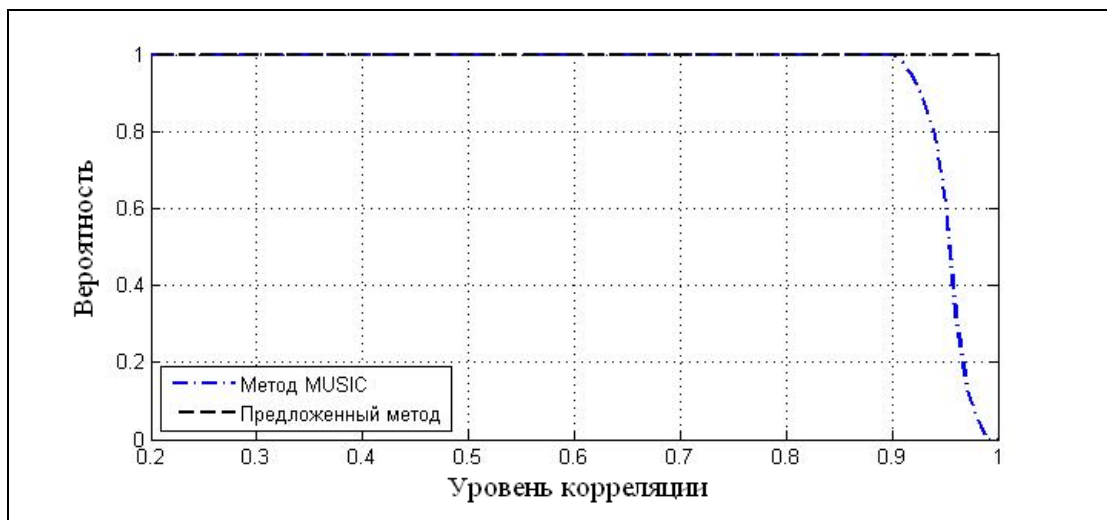


Рис. 2.

Из рис. 2. следует, что при уровне корреляции, превышающем значения 0,9, предложенный метод сохраняет свою работоспособность, в то время как поляризационно-независимый метод MUSIC её теряет.

В качестве примера на рис. 3, 4 представлены типичные пространственные спектры, полученные методом MUSIC (а) и предложенным методом (б). Значения оценок направлений прихода сигналов указаны под каждым графиком в скобках (азимуты и углы места соответственно). При низком уровне корреляции сигналов, равном 0,228 (рис. 3), оба метода успешно разделяют источники, угловое расстояние между которыми лежит внутри интервала разрешения Рэлея. В то же время при уровне корреляции 0,96 (рис. 4) метод MUSIC не разделяет источники, тогда как предложенный метод успешно решает поставленную задачу.

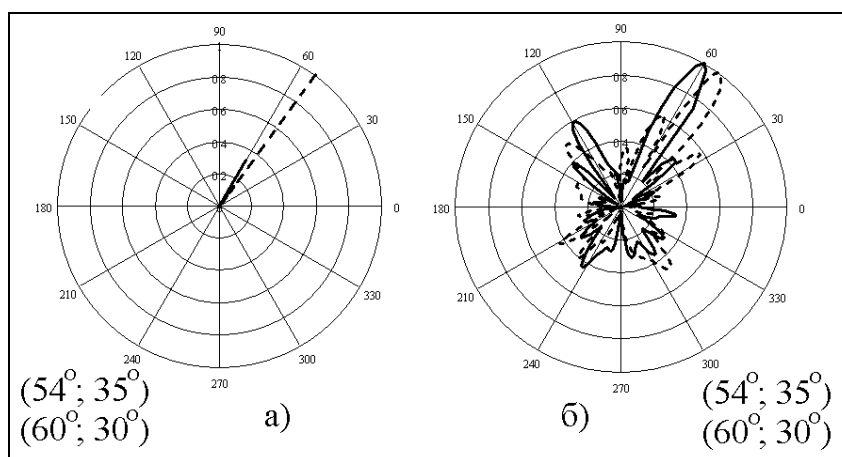


Рис. 3.

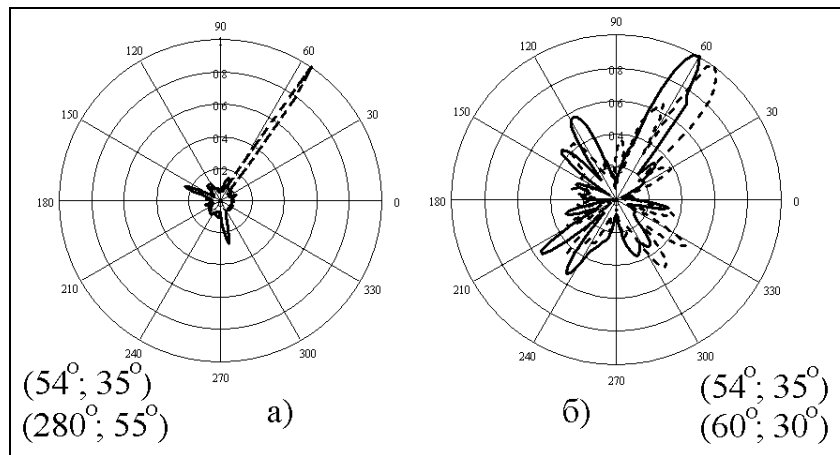


Рис. 4.

Таким образом, исследована задача пространственной локализации источников сигналов с использованием многоэлементных антенных решёток в условиях априорной неопределенности параметров поляризации, углов прихода и степени их коррелированности. Получены соотношения, позволяющие оценивать пространственный спектр и векторы поляризации составляющих электромагнитного поля, давать оценку угловых координат источников и её достоверности. Численным моделированием подтверждена более высокая эффективность предложенного метода по сравнению с поляризационно-независимым методом MUSIC.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шевченко В.Н. Метод разделения многолучевого поля в задаче декаметровый интерферометрии // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45. № 12. С. 1058.
2. Шевченко В.Н. // Автометрия. 2003. Т. 41. № 4. С. 24.
3. Иванов Н.М. // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. №2. С. 159.
4. Лерер А.М. // Радиотехника и электроника. 2006. Т.51. №7. С. 843.
5. Беклемишев Д.В. Дополнительные главы линейной алгебры. М.: Наука. 1983.
6. Earl R. Ferrara, Jr., Terry M. Parks. Direction Finding with an Array of Antennas Having Diverse Polarizations // IEEE Trans. Antennas Propagation. March 1983.V. AP-31. P. 231-236.