

УДК 621.396.677.494

В.Н. Куприй¹, Г.А. Головин², Д.А. Гриб¹, И.М. Невмержицкий¹, П.А. Коваленко¹, А.А. Гризо¹¹Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба²В/ч А-4489 «Б»**АЛГОРИТМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА КОНСТРУКЦИИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ***Предлагается план организации измерений разности фаз между излучателями приемной антенной решетки, позволяющий получить несмещенные и состоятельные оценки конструкции решетки.**антенные измерения, калибровка антенных решеток***Введение**

Современные методы пеленгации источников радиоизлучений базируются на методах пространственного спектрального анализа, использующих разложение корреляционной матрицы принятой антенной решеткой смеси сигналов на собственные числа и векторы, принадлежащие подпространствам сигналов и шумов [1]. Это позволяет решать задачи пеленгации в режиме сверхразрешения. Однако, одним из неперемных условий реализации различных методов сверхразрешения является наличие априорных сведений о состоянии конструкции антенной решетки (АР) и ее амплитудно-фазовом распределении (АФР), формирующем на выходах аналого-цифровых преобразователей (АЦП) вектор отклика АР $\mathbf{a}(\theta)$, на сигнал, принятый с направления θ . В [2, 3] показано, что точность пеленгации источников радиоизлучений (ИРИ) зависит от соответствия модели отклика $\hat{\mathbf{a}}(\theta)$, используемого в алгоритмах сверхразрешения, действительному отклику решетки $\mathbf{a}(\theta)$.

Для максимально возможного сближения модели $\hat{\mathbf{a}}(\theta)$ и реализованного $\mathbf{a}(\theta)$, используются различные методы калибровки АР, заключающиеся в определении $\Delta\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}(\theta) - \hat{\mathbf{a}}(\theta)$ и введение коррекции в $\hat{\mathbf{a}}(\theta)$, приближающее $\Delta\mathbf{a}(\theta)$ к нулю.

Анализ литературы. Основными причинами, порождающими отклонение вектора волнового фронта принятого сигнала $\mathbf{a}(\theta)$ от модели $\hat{\mathbf{a}}(\theta)$, являются искажения АФР в решетке вследствие неидентичности каналов приема, эффектов взаимной связи излучателей (ВСИ), а также отклонения координат элементов АР от их расчетных (номинальных) значений.

Основной процедурой калибровки (если координаты источников контрольных сигналов (КС) известны) и автокалибровки (координаты ИРИ КС неизвестны) является определение истинных координат излучателей в решетке [4] и отклонения их от расчетных. Причина в том, что эта информация необходима для компенсации дефектов АФР, возни-

кающих как вследствие искажения конструкции АР, так и вследствие ВСИ. В [4] в качестве КС используются сигналы излучения (переизлучения) пеленгуемых источников. Они, как правило, удалены от АР на большие расстояния. Это приводит к тому, что фронты КС искажаются средой распространения радиоволн (РРВ). Особенно заметны такие эффекты в метровом и дециметровом диапазонах волн [5].

Другим недостатком метода автокалибровки, описанного в [4], является то, что процесс калибровки совмещен с процедурами определения направлений прихода (НП) сигналов и оценки их комплексных амплитуд (КА). Для устранения указанных выше недостатков в статье предлагается метод калибровки по источнику КС, располагающемуся на ближней границе дальней зоны или в ближней зоне. Координаты источника КС считаются известными.

Постановка задачи. Калибровке подлежит двумерная плоская АР, апертура которой расположена в плоскости XOY сферической системы координат. Источник КС расположен на направлении орта $\vec{\mathbf{u}} = \vec{\mathbf{x}}^\circ \sin \theta \cos \varphi + \vec{\mathbf{y}}^\circ \sin \theta \sin \varphi + \vec{\mathbf{z}}^\circ \cos \theta$, где θ, φ – углы сферической системы координат, рис. 1.

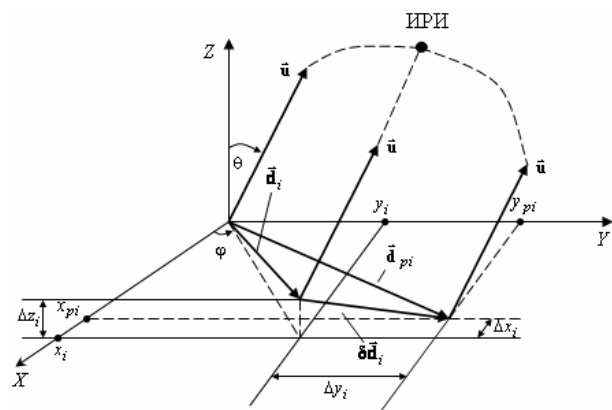


Рис. 1. Схема размещения АР и источника КС (ИРИ)

Для упрощения записей представим

$$\vec{\mathbf{u}} = \vec{\mathbf{x}}^\circ \cos \theta_x + \vec{\mathbf{y}}^\circ \cos \theta_y + \vec{\mathbf{z}}^\circ \cos \theta,$$

где $\cos \theta_x = \sin \theta \cos \varphi$, $\cos \theta_y = \sin \theta \sin \varphi$, $\cos \theta$ – направляющие косинусы.

Введем в рассмотрение вектор \vec{d}_i , соединяющий начало координат в АР с i -м излучателем. Набег фазы между началом отсчета фазы и i -м излучателем тогда

$$\varphi_i = k(\vec{a} \vec{d}_i^T), \quad (1)$$

где $\vec{d}_i = \vec{x}^\circ x_i + \vec{y}^\circ y_i + \vec{z}^\circ z_i$; $k = 2\pi/\lambda$; x_i, y_i, z_i – декартовы координаты i -го излучателя; (\cdot) – скалярное произведение векторов.

Если излучатели размещены с ошибками, т.е. $x_i = x_{pi} + \Delta x_i$; $y_i = y_{pi} + \Delta y_i$; $z_i = \Delta z_i$, то $\vec{d}_i = \vec{d}_{pi} + \delta \vec{d}_i$, где x_{pi}, y_{pi} – расчетные координаты излучателя,

$$\delta \vec{d}_i = \vec{x}^\circ \Delta x_i + \vec{y}^\circ \Delta y_i + \vec{z}^\circ \Delta z_i. \quad (2)$$

Разность набегов фаз (между расчетным набегом фаз и действительным)

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \varphi_{pi} - \varphi_i = k\vec{u}(\vec{d}_{pi} - \vec{d}_i)^T = k\vec{u}\delta \vec{d}_i^T = \\ &= \Delta x_i \cos \theta_x + \Delta y_i \cos \theta_y + \Delta z_i \cos \theta. \end{aligned} \quad (3)$$

Слева в (3) разность фаз Φ_i , которая может быть реконструирована по разности между измеренным значением φ_i и рассчитанным значением φ_{pi} , полученным из (1) при $\vec{d}_i = \vec{d}_{pi}$ и известной длине волны КС λ . Справа три неизвестных величины $\Delta x_i, \Delta y_i, \Delta z_i$. Следовательно, для решения (3), необходимо провести как минимум три измерения Φ_i под разными углами, определяемыми \vec{u} .

Основная часть

Для формирования системы измерительных уравнений запишем отклик каждого канала АР на КС [4]

$$y_i(\vec{u}) = x_c I_i [1 - \Gamma_i(\vec{u})] \exp[j\varphi_i(\vec{u})], \quad (4)$$

где $i \in 0, N-1$; N – число излучателей в АР; x_c – КА КС; I_i – коэффициент передачи СВЧ тракта i -го излучателя; $\Gamma_i(\vec{u})$ – коэффициент отражения в тракте i -го излучателя;

$$\varphi_i(\vec{u}) = k\tau_0 + k[\vec{u}\vec{d}_i^T], \quad (5)$$

где $k\tau_0$ – набег фазы на расстоянии τ_0 – расстоянии от ИРИ до центра апертуры АР.

Воспользуемся теми же допущениями, что и в [4]. Излучатели будем считать изотропными, а $I_i \approx I$. Если длина волны КС $\lambda = 2d$, то взаимными связями можно пренебречь, так как взаимные сопротивления изотропных излучателей [6]

$$R_{in} = \frac{\sin\left[\frac{2\pi}{\lambda}d(i-n)\right]}{\frac{2\pi}{\lambda}d(i-n)}, \quad i, n \in 0, N-1, \quad (6)$$

равны нулю при $\lambda = 2d$.

В этом случае выражение (4) приобретает вид

$$y_i(\vec{u}) = x_c I \exp[j\varphi_i(\vec{u})]. \quad (7)$$

Далее будем считать, что оценка y_i производится амплифазометром типа ФК-33, измеряющем отношения откликов в i -м и опорном каналах. В качестве опорного выберем канал с номером $i = 0$ (в центре апертуры). Тогда на выходе амплифазометра будем иметь цифровой код

$$y_i^\circ(\vec{u}) = \frac{y_i(\vec{u})}{y_0(\vec{u})} = \exp\{j[\varphi_i(\vec{u}) - \varphi_0(\vec{u})]\}. \quad (8)$$

Используя (1), (5) можно записать, что

$$\arg y_i^\circ(\vec{u}) = k[\vec{u}\vec{d}_i^T], \quad (9)$$

т.е. величины $\arg y_i^\circ(\vec{u})$ представляют собой распределение разности фаз в решетке.

Не трудно показать, что, если $x_{pi} = id$,

$y_{pi} = 0$, $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0$, то

$$\varphi_{pi} = kid \sin \theta \cos \varphi = kid \cos \theta_x.$$

При отклонении конструкции АР от расчетной, разность Φ_i приобретает вид соотношения (3). Если источник КС расположен в дальней зоне исследуемой АР и измерения φ_i , а также реконструкция Φ_i , производится при размещении этого источника на направлениях $\vec{u}_1, \vec{u}_2, \vec{u}_3$ (при $\tau_0 = \text{const}$), то система уравнений измерения и реконструкции приобретает вид

$$\mathbf{M}\Delta_i + \mathbf{n}_i = \Phi_i, \quad (10)$$

где $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{x1} & \cos\theta_{y1} & \cos\theta_1 \\ \cos\theta_{x2} & \cos\theta_{y2} & \cos\theta_2 \\ \cos\theta_{x3} & \cos\theta_{y3} & \cos\theta_3 \end{bmatrix}$; $\Delta_i^T = [\Delta x_i \ \Delta y_i \ \Delta z_i]$;

$\Phi_i^T = [\Phi_{1i} \ \Phi_{2i} \ \Phi_{3i}]$; $\mathbf{n}_i^T = [n_{1i} \ n_{2i} \ n_{3i}]$; \mathbf{n}_i – матрица ошибок измерения φ_i и реконструкции Φ_i .

Моделями случайных величин \mathbf{n}_i и Δ_i , описывающих соответственно аддитивные ошибки измерения y_i и восстанавливаемые ошибки Δ_i , имеющими широкую практическую применимость, являются гауссовские случайные величины со средними значениями, равными нулю. В таком случае оценка вектора Δ_i , полученная методом наименьших квадратов (МНК) [7], имеет вид

$$\hat{\Delta}_i = (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T \Phi_i. \quad (11)$$

Оценки по МНК для линейной модели $\mathbf{M}\Delta_i + \mathbf{n}_i = \Phi_i$ обладают такими свойствами [7]:

- 1) оценки по МНК являются несмещенными и состоятельными;
- 2) оценки Δ_i являются оценками максимального правдоподобия.

При размещении источника КС в ближней зоне (10) и (12) можно записать в виде:

$$\mathbf{M}_i \Delta_i + \mathbf{n}_i = \Phi_i; \quad (12)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_i = (\mathbf{M}_i^T \mathbf{M}_i)^{-1} \mathbf{M}_i^T \Phi_i, \quad (13)$$

где $\mathbf{M}_i = \begin{bmatrix} \cos \theta_{x1i} & \cos \theta_{y1i} & \cos \theta_{1i} \\ \cos \theta_{x2i} & \cos \theta_{y2i} & \cos \theta_{2i} \\ \cos \theta_{x3i} & \cos \theta_{y3i} & \cos \theta_{3i} \end{bmatrix}$. (14)

Способы уменьшения дисперсии

$$\sigma_{\Delta}^2 = (\hat{\mathbf{X}}_i - \Delta_i)^2$$

путем выбора оптимальных значений удаления источника КС от АР r_0 и оптимальных значений θ_1 , θ_2 , θ_3 – предмет дальнейших исследований.

Заключение

Разработан метод организации измерения разности фаз в исследуемой АР, позволяющий восстановить искажения конструкции решетки. Показано, что, если ошибки измерения разности фаз и смещение излучателей в решетке, распределены по нормальному закону с нулевым средним, то полученные предлагаемым методом оценки смещения излучателей являются несмещенными и состоятельными.

Список литературы

1. Hamid Krim and Mats Viberg Two Decades of Array Signal Processing Research // *IEEE Signal Processing Magazine* July 1996. – P. 67-94.
2. Stoica P. and Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound. // *IEEE Trans. ASSP*, ASSP-37:720-741, May 1989. – P. 120-124.
3. Stoica P. and Nehorai A. MUSIC, Maximum Likelihood and Cramer-Rao Bound: Further Results and Comparisons. // *IEEE Trans. ASSP*, ASSP-38:2140-2150, December 1990. – P. 352-357.
4. Solomon I. S. D., Gray D. A., Abramovic Y. M., Anderson S. I. Receiver Array calibration using disparate sources // *IEEE Trans. Sign. Proc.*, 1999. Vol. 47, N3. – P. 496-505.
5. Солодовников Г.К., Новожилов В.И., Фаткулин М.Н. Распространение радиоволн в многомасштабной неоднородной ионосфере. – М.: ИЗМИР АН СССР, Наука, 1990. – 230 с.
6. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М., Высш. шк., 1988. – 432.
7. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.

Поступила в редколлегию 24.04.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. И.И. Обод, Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», Харьков.