

АЛГОРИТМ И РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С НАПРАВЛЕННЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ

Ю. Б. Нечаев*, И. В. Пешков**, Ю. О. Аальмуттар Атхээр*

*Воронежский государственный университет

**Елецкий государственный университет

Поступила в редакцию 19.02.2018 г.

Аннотация. В статье изложены алгоритм и результаты моделирования цилиндрической антенной решетки из нескольких колец направленных излучателей, расположенных на разной высоте цилиндра. Получено матрично-векторное выражение для расчета направляющего вектора решеток, проведена оценка появления ложных пиков при пеленгации источников радиоизлучения методом MUSIC.

Ключевые слова: моделирование, сверхразрешение, радиопеленгация, цилиндрические антенные решетки, направленные излучатели, КНД.

Annotation. The article discusses the functioning of the radio direction-finding methods in the system of circular antenna arrays formed of the designed radiators, directional factor which is not equal to 1. There estimate the accuracy of determining the angular coordinates with the direction-finding method with superresolution MUSIC.

Keywords: super resolution; antenna array; DOA estimation; cylindrical arrays; directive antennas, directional factor.

ВВЕДЕНИЕ

Оценка угловых координат источников радиоизлучения представляет серьезный исследовательский интерес в таких областях как радиолокация, гидролокация и беспроводные телекоммуникационные системы [1]. В статье основное внимание уделяется определению влияния характеристик антенных элементов цилиндрических антенных решеток (ЦиАР), состоящие их нескольких кольцевых антенных решеток (КАР), расположенных на разной высоте, на получение достижимой точности при оценке угловых координат источников радиоизлучения. Подавляющее большинство публикаций по адаптивным антеннам, затрагивающих темы оценки угловых координат и диаграммообразования предполагают, что используются изотропные антенные элементы, где усиление антенны равно во всех направлениях (например, полуволновые

диполи) [2–7]. Однако целесообразно рассмотреть антенных элементов с коэффициентом направленного действия (КНД), отличным от 1.

ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОЛОЖЕНИЯ

Предположим, что M радиосигналов приходят на антенную решетку с различных направлений $\{\varphi_m, \theta_m\}_{m=0}^{M-1}$, где φ – угол места, θ – азимут. Для произвольной геометрической конфигурации комплексный вектор сигналов на выходе АР описывается выражением [1]:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \bar{\mathbf{s}}(t) + \bar{\mathbf{n}}(t), \quad (1)$$

где $\bar{\mathbf{x}}(t)$ – N -мерный вектор, описывающий сигналы на выходе каждого антенного элемента АР, $\bar{\mathbf{s}}(t)$ – M -мерный вектор сигналов; $\bar{\mathbf{n}}(t)$ – N -мерный вектор шума, \mathbf{A} – $N \times M$ матрица направляющих векторов.

Предположим, что $\bar{\mathbf{s}}(t)$ и $\bar{\mathbf{n}}(t)$ – стационарные случайные процессы, $\bar{\mathbf{n}}(t)$ – гауссовский случайный процесс с нулевым средним и ковариационной матрицей $\sigma^2 \mathbf{I}$ (σ^2 – дисперсия шума), а также, что сигналы некоррре-

лированы и отсутствует корреляция между шумом и сигналами. Тогда пространственная корреляционная матрица (КМ) в общем виде может быть записана в следующем виде:

$$\mathbf{R} = E[\vec{\mathbf{x}}(t)\vec{\mathbf{x}}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I},$$

где $E[\dots]$ – математическое ожидание, $(\dots)^H$ – эрмитово сопряжение, $\mathbf{S} = E[\vec{\mathbf{s}}(t)\vec{\mathbf{s}}^H(t)]$ – корреляционная матрица сигналов.

Поскольку собственные векторы шумового подпространства ортогональны к столбцам матрице направляющих векторов \mathbf{A} , что соответствует истинным координатам источников радиоизлучения $\{\varphi_m, \theta_m\}_{m=0}^{M-1}$, тогда пространственный спектр метода MUSIC [8]:

$$P_{MUSIC}(\varphi, \theta) = \frac{1}{\vec{\mathbf{a}}^H(\theta)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\vec{\mathbf{a}}(\theta)}. \quad (2)$$

Числитель (2) становится равным нулю и выражение $P_{MUSIC}(\varphi, \theta)$ стремится к бесконечности, соответствуя оценкам координат $\{\hat{\varphi}_m, \hat{\theta}_m\}_{m=0}^{M-1}$.

ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Рассмотрим структуру кольцевой и цилиндрической антенных решеток, состоящих из направленных излучателей (рис. 1).

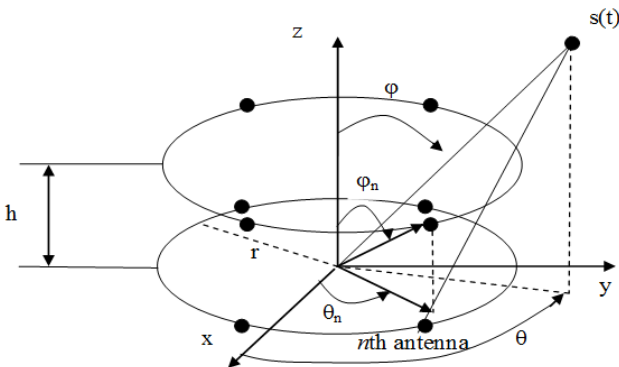


Рис. 1. Схематическое изображение кольцевой АР

Такого рода антенные решетки, как показано на рис. 1, состоят из нескольких concentрических КАР одного радиуса r и располагающихся на металлическом цилиндре. В качестве антенных элементов могут выступать полуволновые диполи, однако в настоящее время всё чаще стали использоваться микрополосковые антенны, коэффициент направ-

ленного действия которых превышает 1. Для реализации методов и алгоритмов радиопеленгации со сверхразрешением необходимо точно знать направляющий вектор АР, расчет которого будем вести относительно начала координат. Известно выражение n -й компоненты направляющего вектора КАР на плоскости XY по азимуту θ и углу места φ [9]:

$$a_n(\varphi_m, \theta_m) = \exp\{j[-k_m r \cos(\theta_m - \frac{2\pi n}{N}) \sin(\varphi_m)]\},$$

где r – радиус АР, $n = 1 \dots N$, $k_m = 2\pi / \lambda_m$, λ_m – длина волны m -го сигнала.

В общем виде выражение для вывода разности фаз $\vec{\mathbf{a}}(\varphi, \theta)$ выглядит следующим образом [7]:

$$\mathbf{a}(\theta, \lambda) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\theta, \lambda) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_1^T(x_1, y_1, z_1)^T} \\ \mathbf{g}_2(\theta, \lambda) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_2^T(x_2, y_2, z_2)^T} \\ \dots \\ \mathbf{g}_N(\theta, \lambda) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_N^T(x_N, y_N, z_N)^T} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda}(k_x, k_y, k_z) = (\sin \varphi \cos \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \varphi)$$

– волновое число, описывающее скорость изменения фазы распространяющейся волны в направлениях x, y, z , $\mathbf{r}_n^T = (x_n, y_n, z_n)^T$ – радиус-вектор к n -му АЭ. Выражение (3) будем использовать для получения матрицы направляющих векторов ЦиАР.

Пусть теперь n -й элемент КАР располагается на высоте h относительно плоскости XY , примем радиус-вектор к антенному элементу $\mathbf{r}_n^T = (r \cos \theta_n, r \sin \theta_n, h)^T$. Фазовый сдвиг относительно начала координат можно выразить:

$$\begin{aligned} \mathbf{k}\mathbf{r}_n &= \frac{2\pi}{\lambda}(\sin \varphi \cos \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \varphi) \times \\ &\times (r \cos \theta_n, r \sin \theta_n, h)^T = \\ &= \frac{2\pi}{\lambda}(r \sin \varphi \cos \theta \cos \theta_n + \\ &+ r \sin \varphi \cos \theta \sin \theta_n + h \cos \varphi). \end{aligned}$$

Тогда направляющий вектор кольцевой АР, находящейся вне плоскости XY , представляется в виде

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} g_1(\theta, \phi) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r \sin \phi \cos(\theta - \theta_1) + h \cos \phi)} \\ g_2(\theta, \phi) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r \sin \phi \cos(\theta - \theta_2) + h \cos \phi)} \\ \dots \\ g_N(\theta, \phi) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r \sin \phi \cos(\theta - \theta_N) + h \cos \phi)} \end{bmatrix}$$

В состав ЦиАР может включаться K кольцевых антенных решеток, и каждая АР имеет N_k антенных элементов, где индекс k обозначает номер соответствующей КАР и $1 \leq k \leq K$. КАР могут иметь различное количество элементов в своем составе, таким образом, образуя различные геометрии. В структуре соответствующей КАР угол между соседними элементами

$$\theta_{n_k} = 2\pi \frac{n_k}{N_k},$$

где $n_k = 0, 1, \dots, N_k - 1$ и $k = 1, 2, \dots, K$. Таким образом, фаза на n_k -м элементе в k -й КАР:

$$a_n^k(\theta_m, \varphi_m) = g_n^k(\theta_m, \varphi_m) \exp\{j[-k_m r \cos(\theta_m - \theta_0^k) \sin(\varphi_m) + h_k \cos(\varphi_m)]\},$$

где h_k – высота k -го кольца относительно XU .

Тогда направляющий вектор m -го источника радиоизлучения на k -й КАР в терминах углов наблюдения и склонения, а также позиции элементов решетки принимает вид:

$$\mathbf{a}^k(\varphi_m, \theta_m) = \begin{bmatrix} g_0^k(\theta_m, \varphi_m) \exp\{j[-k_m r \cos(\theta_m - \theta_0^k) \sin(\varphi_m) + h_k \cos(\varphi_m)]\} \\ g_1^k(\theta_m, \varphi_m) \exp\{j[-k_m r \cos(\theta_m - \theta_1^k) \sin(\varphi_m) + h_k \cos(\varphi_m)]\} \\ \dots \\ g_{N_k-1}^k(\theta_m, \varphi_m) \exp\{j[-k_m r \cos(\theta_m - \theta_{N_k-1}^k) \sin(\varphi_m) + h_k \cos(\varphi_m)]\} \end{bmatrix}$$

Матрица направляющих векторов k -й кольцевой антенной решетки:

$$\mathbf{A}_k = [\mathbf{a}^k(\varphi_0, \theta_0) \mathbf{a}^k(\varphi_1, \theta_1) \dots \mathbf{a}^k(\varphi_{M-1}, \theta_{M-1})].$$

Матрица направляющих векторов полной ЦиАР можно определить как комбинацию матриц направляющих векторов каждой КАР с общим центром [5]:

$$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1 \quad \mathbf{A}_2 \quad \dots \quad \mathbf{A}_K]^T$$

В случае M источников радиоизлучения и общем количестве $N = (N_1 + N_2 + \dots + N_K)$ антенных элементов, модель сигналов на выходе цилиндрической АР остается подобной (1). Тогда можно выразить матрицу направляющих векторов цилиндрической АР [5]:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_0(\varphi_0, \theta_0) & \mathbf{a}_0(\varphi_1, \theta_1) & \dots & \mathbf{a}_0(\varphi_{M-1}, \theta_{M-1}) \\ \mathbf{a}_1(\varphi_0, \theta_0) & \mathbf{a}_1(\varphi_1, \theta_1) & \dots & \mathbf{a}_1(\varphi_{M-1}, \theta_{M-1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{a}_K(\varphi_0, \theta_0) & \mathbf{a}_K(\varphi_1, \theta_1) & \dots & \mathbf{a}_K(\varphi_{M-1}, \theta_{M-1}) \end{bmatrix}$$

ИССЛЕДОВАНИЕ

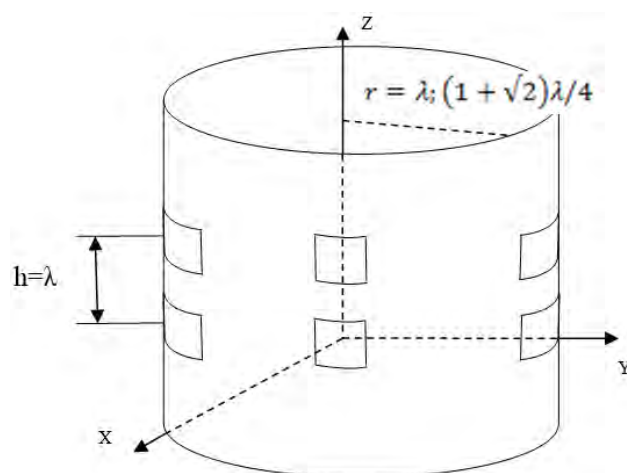


Рис. 2. Схема цилиндрической антенной решетки

Проведено исследование метода радиопеленгации со сверхразрешением MUSIC (2) в составе ЦиАР при различных значениях коэффициента направленного действия АЭ. Диапазон изменения КНД протирался от 1 (всенаправленный излучатель) до 20. Будем рассматривать конструкции, состоящие из одного кольца, а также из двух КАР, расположенных друг над другом (рис. 2). При числе излучателей равным восьми и при учете, что ширина подложки составляет $\lambda / 2$, возьмем радиус $r = (1 + \sqrt{2}) \lambda / 4$, тогда зазор между элементами отсутствует, также рассмотрим конфигурацию с радиусом решетки λ . В таком случае для одной и двух КАР радиус цилиндра будет оставаться одинаковым. Кроме того, примем конфигурацию из двух КАР с радиусом $r = \lambda / 4$, состоящих из четырех АЭ без зазора.

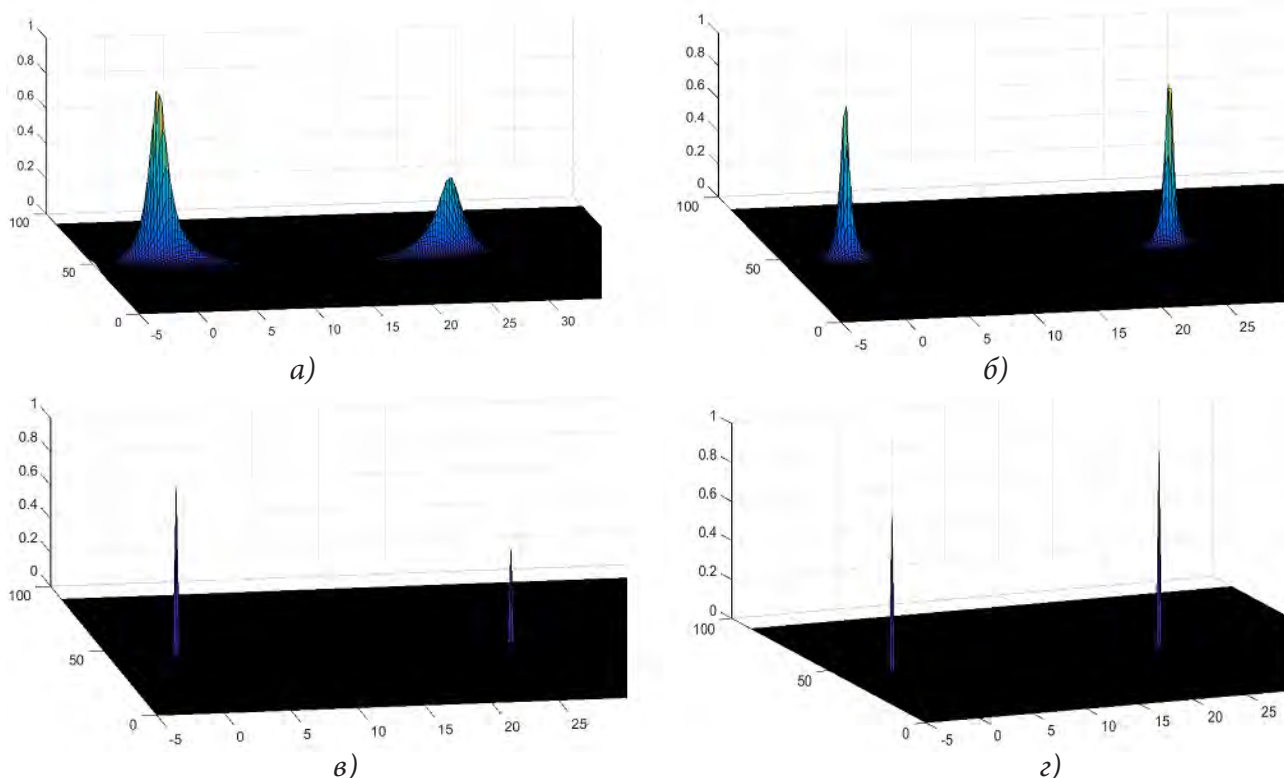


Рис. 3. Пространственный спектр метода MUSIC для цилиндрической АР, состоящей из
 а) 1й КАР, $r = (1 + \sqrt{2})\lambda / 4$, КНД=2; б) 1й КАР, $r = \lambda$, КНД=2;
 в) 2х КАР, $r = (1 + \sqrt{2})\lambda / 4$, КНД=2; г) 2х КАР, $r = \lambda$, КНД=2

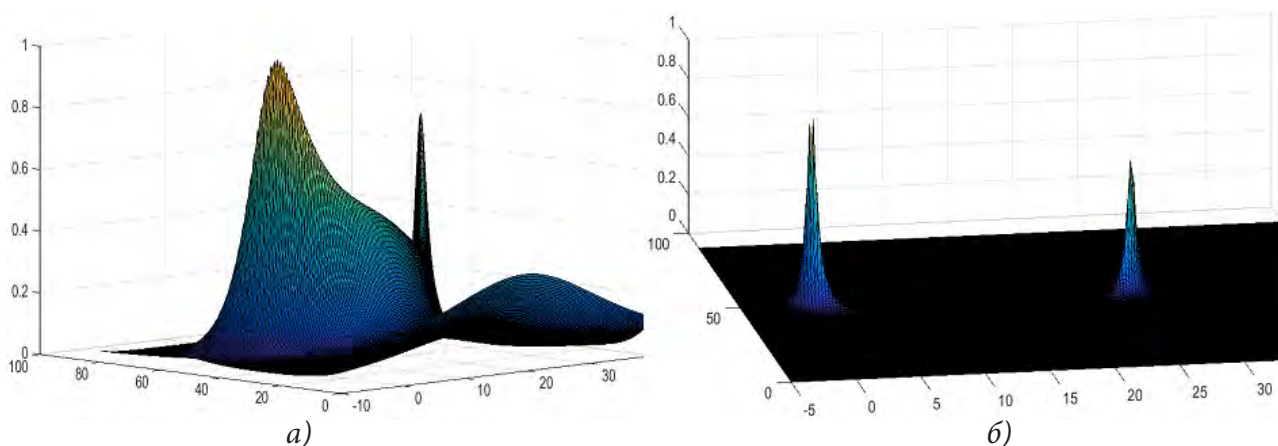


Рис. 4. Пространственный спектр метода MUSIC для цилиндрической АР, состоящей из
 а) 1й КАР, $r = (1 + \sqrt{2})\lambda / 4$, КНД=6; б) 1й КАР, $r = \lambda$, КНД=4

Рассмотрим ситуацию с несколькими источниками радиоизлучения, координаты которых составляют $\theta_1 = 0^\circ$, $\varphi_1 = 45^\circ$ и $\theta_2 = 25^\circ$, $\varphi_2 = 45^\circ$. Мощность сигналов принималась одинаковой, отношение сигнал-шум составляет 15дБ, количество отсчетов усреднения матрицы \mathbf{R} – 100.

На рис. 3 а, б) показаны пространственные характеристики метода MUSIC для ЦиАР,

состоящей из одной восьмиэлементной КАР, а на рис. 3 в, г) – из двух четырехэлементных КАР. Из графиков видно, что более отчетливые пики дают многоуровневые конфигурации, что в свою очередь отражается на более высокой разрешающей способности, а также точности. При этом необходимо отметить, что за счет большей площади антенные решетки с радиусом $r = \lambda$ вызывают появление

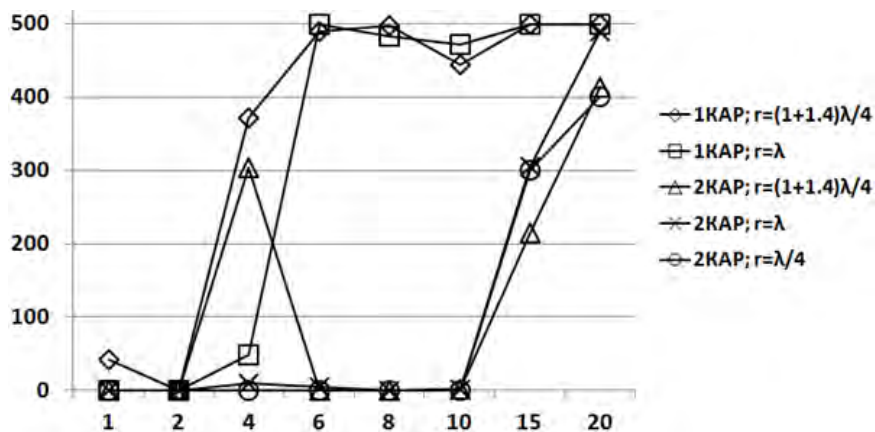


Рис. 5. Зависимость частоты появления ложных пиков от КНД

меньшего количества ошибок пеленгования в сравнении с АР $r = (1 + \sqrt{2})\lambda / 4$. Рассмотрим другие особенности радиопеленгации со сверхразрешением по азимуту и углу места при использовании цилиндрических антенн с КНД > 1 .

На рис. 4 показаны типичные графики пространственных спектров двух видов: с размноженными пиками (рис. 4 а, б), а также с дополнительным максимумом (рис. 4а), обусловленным высоким коэффициентом направленного действия диаграмм направленности АЭ. Данные особенности препятствуют точному определению координат источников сигналов. Рассмотрим частоту появления ложных пиков в зависимости от КНД (рис. 5).

Как видно из графиков, представленных на рис. 5, снижение частоты появления ложных пиков может быть вызвано конфигурацией цилиндрической АР с двумя КАР. Причем из рис. 5 показано, что начиная с КНД, равного 10, увеличение числа ложных пиков обусловлено, главным образом, главным лепестком диаграммы направленности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получено матрично-векторное выражение на оценки направляющего вектора по азимуту и углу места ЦиАР. Установлено, что при радиопеленгации с направленными излучателями по азимуту и углу места могут появляться ложные пики двух видов. При разделении одного максимума на несколько случайных по уровню и местоположению, а также при большом КНД излучателей возни-

кает дополнительный максимум, обусловленный диаграммой направленности.

Проведена оценка частоты появления ложных пиков в зависимости от КНД излучателей и конфигурации решетки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Krim H. Two decades of array signal processing research / H. Krim, M. Viberg // IEEE Signal Processing Magazine. – 1996. – V. 7. – P. 67–94.
2. Trees Van H. L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Optimum Array Processing / H.L. Trees Van. – John Wiley & Sons, 2002. – 1470 p.
3. Liu J., Li L., and Huazhi W. Investigation of different types of array structures for smart antennas // Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2008. – P. 1160–1163.
4. Islam M. R. and Adam I. A. H. Performance study of direction of arrival (DOA) estimation algorithms for linear array antenna // Int. Conf. on Signal Processing Systems. – 2009. – P. 268–271.
5. Wu B. Realization and simulation of DOA estimation using MUSIC algorithm with uniform circular arrays // The 4th Asia-Pacific Conf. on Environmental Electromagnetics. – 2006. – P. 908–912.
6. Rui L., Xiaowei S., Lei C., Ping L. and Le X. The non-circular MUSIC method for uniform rectangular arrays // Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2010. – P. 1390–1393.

7. *Nechaev Yuri, Peshkov Iliia.* Accuracy Researching of Direction-of-Arrival Estimation via MUSIC for Circular, Octagonal, Hexagonal And Rectangular Antenna Arrays // International Journal of Research in Engineering and Science. – September 2016. – Volume 4, Issue 9. – P. 08–15.

8. *Schmidt R. O.* Multiple emitter location and signal parameter estimation // IEEE Transactions

on Antennas and Propagation. – 1986. – 34 (3). P. 276–280.

9. *Balanis C. A.* Antenna theory : analysis and design / C. A. Balanis. – New York : John Wiley and Sons, 2005. – 1165 p.

Нечаев Ю. Б. – д-р физ.-мат. наук, профессор, профессор кафедры информационных систем, Воронежский государственный университет.

E-mail: nechaev_ub@mail.ru

Пешков И. В. – доцент кафедры радиоэлектроники и компьютерной техники, Елецкий государственный университет.

E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Аальмуттар Атхеер Ю. О. – аспирант кафедры информационных систем, Воронежский государственный университет.

E-mail: Sarmad_kad@yahoo.com

Nechaev Yu. B. – Dr. Sci. (Phys.–Math.), Prof., professor of information systems department of the Voronezh State University.

E-mail: nechaev_ub@mail.ru

Peshkov I. V. – Cand. Sci. (Phys.–Math.), senior teacher of Radio electronics and Computer Science department of the Elets State University.

E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

Aalmuttar Atheer Y. O. –graduate student of department of Information Systems Voronezh State University.

E-mail: Sarmad_kad@yahoo.com