

М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Д. Н. Файзуллина

АО "НИИ Вектор"
Кантемировская ул., д. 10, Санкт-Петербург, 197342, Россия

ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРУГОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ¹

Аннотация. Для широкополосного радиопеленгатора УКВ-диапазона разработаны и исследованы когерентный и некогерентный алгоритмы пеленгования при коммутируемом и некоммутируемом подключении антенной решетки (АР) к радиоприемному устройству в односигнальном и многосигнальном режимах пеленгования. Синтез выполнен на основе методов пространственно-временной теории радиосистем. Численным расчетом пеленгационной характеристики алгоритмов при различном числе элементов АР определена верхняя граничная частота рабочего диапазона, в котором при данной конфигурации обеспечиваются однозначные оценки азимута и угла места. Показано, что при нечетном числе антенн амплитудно-фазовое распределение АР является уникальным в более широкой полосе частот, чем при четном числе антенн. Благодаря этому свойству на основе метода MUSIC, примененного в пространстве элементов АР, разработан алгоритм пеленгования в широкой полосе частот при наличии нескольких сигналов, перекрывающихся по частоте, при коммутируемом и некоммутируемом подключении АР к радиоприемному устройству. Статистическим имитационным моделированием показано, что применение методов ESPRIT и MUSIC в пространстве диаграммы направленности АР не позволяет реализовать пеленгование в широкой полосе частот при фиксированной конфигурации антенной решетки. Приведены результаты натурных исследований разработанных алгоритмов в односигнальном и многосигнальном режимах работы, программно-аппаратно реализованных в радиопеленгаторе УКВ-диапазона. Выполнен сравнительный анализ разработанных алгоритмов с известными при фиксированной конфигурации АР. Показано, что при одной и той же конфигурации АР именно алгоритм пеленгования определяет диапазон частот, в котором обеспечивается однозначность пеленгования.

Ключевые слова: круговая коммутируемая и некоммутируемая антенная решетка, оценка азимута и угла места, MUSIC, ESPRIT, пространственная временная теория радиосистем, широкополосный радиопеленгатор

Для цитирования: Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40

Maya E. Shevchenko, Victor N. Malyshev

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Dilara N. Fayzullina

JSC SRI "Vector"
10, Kantemirovskaya Str., 197342, St. Petersburg, Russia

RADIO SOURCE DIRECTION FINDING IN WIDE FREQUENCY BAND USING CIRCULAR ANTENNA ARRAY

Abstract. For the VHF broadband direction finder, coherent and incoherent direction finding algorithms for switched and non-switched connection of the antenna array (AR) to receiving device in single-signal and multi-signal direction finding modes are developed and investigated.

¹ Работа выполнена в рамках Федеральной целевой программы "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы" (RFMEFI57817X0242).

Their synthesis is based on the methods of space-time theory of radio systems. Numerical calculation of the direction finding characteristics of the algorithms for different number of antenna array elements determines the operating range upper limiting frequency, in which this configuration provides single-value estimates of the azimuth and elevation angle. Statistical simulation modeling shows that for an odd number of antennas, the antenna array amplitude-phase response is unique in a wider frequency band than for an even number of antennas. Due to this MUSIC based property applied in the space of antenna array elements, direction finding algorithm is developed for wide frequency band with several signals overlapping in frequency, with switched and non-switched AR connection to a radio receiver. It is shown that the use of ESPRIT and MUSIC methods in free-space diagram does not allow for direction finding in a wide frequency band with the antenna array fixed configuration. The results of the field studies of the developed algorithms are presented for the single-signal and multi-signal modes of operation, software and hardware implemented in the VHF radio direction finder. A comparative analysis of the developed algorithms with the known APs with fixed configuration is performed. It is shown that with the same AR configuration, it is the direction finding algorithm that determines the frequency range in which the direction finding is unique.

Key words: circular switched and non-switched antenna array, azimuth and elevation estimation, MUSIC, ESPRIT, time-space radio system theory, wide frequency band direction finder

For citation: Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Fayzullina D. N. Radio Source Direction Finding in Wide Frequency Band Using Circular Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40 (In Russian)

Введение. Круговые многоэлементные антенные решетки (АР) активно применяются в различных системах радиопеленгации благодаря своей эргономичной форме, удобству размещения на объекте и способности обеспечивать равномерную точность пеленгования сигналов с различных направлений [1].

Конфигурация круговой АР позволяет реализовать многосигнальный режим пеленгования – оценивать направления прихода сигналов нескольких источников радиоизлучения (ИРИ), одновременно содержащихся в принятых данных и перекрывающихся по спектру.

При числе элементов $M \geq 7$ круговая АР при использовании соответствующего алгоритма пеленгования обеспечивает в широкой полосе частот однозначность оценок направлений прихода сигналов: азимута θ и угла места β . Примером является широкополосный радиопеленгатор фирмы "Роде и Шварц" [2]–[4].

Круговая АР применяется в коммутируемых и некоммутируемых схемах подключения к радиоприемному устройству (РПУ). Коммутируемая схема подключения позволяет использовать двухканальное РПУ вместо M -канального. Однако при использовании некоммутируемой АР, подключенной к M -канальному синхронному когерентному РПУ, кроме оценок азимута и угла места ИРИ можно выделить сами сигналы ИРИ, в том числе перекрывающиеся по спектру.

В течение нескольких лет авторы настоящей статьи участвовали в создании комплекса радиомониторинга УКВ-диапазона, для которого разрабатывали и исследовали алгоритмы совместно-

го обнаружения и пеленгования по данным, принятым круговой АР.

Алгоритм совместного обнаружения и пеленгования при коммутируемой M -элементной АР описан в более ранней статье [5]. Цель настоящей статьи состоит в анализе разработанных другими авторами алгоритмов пеленгования при круговой АР и в синтезе широкополосных алгоритмов пеленгования на основе методов пространственно-временной обработки при коммутируемом и некоммутируемом подключении АР при пеленговании одного или нескольких сигналов; а также в исследовании влияния числа антенн и способа подключения АР к РПУ на широкополосные свойства комплекса пеленгования.

Модель данных, принятых круговой АР. Фазовый отклик круговой АР на сигнал i -го ИРИ, приходящий с направления, описываемого угловыми координатами (УК): азимутом θ_i и углом места β_i , представлен вектор-столбцом

$$\mathbf{a}(\theta_i, \beta_i) = \{a_m(\theta_i, \beta_i)\}^T, \quad m = \overline{0, M-1},$$

где

$$a_m(\theta_i, \beta_i) = \exp\left[j \frac{2\pi r}{\lambda_i} \cos\beta_i \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M}\right)\right],$$

причем λ_i – длина волны сигнала i -го ИРИ. Совокупность откликов АР на сигналы всех D_S ИРИ описывается матрицей [4], [6]

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = \{\mathbf{a}(\theta_i, \beta_i)\}, \quad \boldsymbol{\theta} = \{\theta_i\}, \quad \boldsymbol{\beta} = \{\beta_i\}, \quad i = \overline{1, D_S}.$$

Так как представляет интерес возможность пеленгования в широкой полосе частот, то наблюдаемыми данными целесообразно считать выборки из комплексных отсчетов спектра дискретизированных принятых процессов

$$(\mathbf{x}_m)_k = \{x_{mn}\}_k, \quad k = \overline{1, K}, \quad n = \overline{1, N}, \quad (1)$$

где

$$x_{mn} = \sum_{i=I_H+1}^{I_H+d} s_{in} \exp(j\varphi_{im}) \exp(j\gamma_m) + \xi_{mn}; \quad (2)$$

K – число сформированных в последовательные моменты времени выборок; N – размер выборки, n -й отсчет s_{in} которой содержит составляющие i -го сигнала s_i с фазовым сдвигом в m -й антенне

$$\varphi_{im} = (2\pi r/\lambda_n) \cos \beta_i \cos(\theta_i - 2\pi m/M);$$

H – общее число сигналов, обнаруженных до n -го отсчета; I_{H+i} – номер ИРИ, сигнал которого присутствует в данном частотном отсчете (сквозная нумерация во всей полосе); d – число сигналов, присутствующих в n -м отсчете.

Введенный в (2) множитель $\exp(j\gamma_m)$ отражает возможность наличия некомпенсированного постоянного фазового сдвига в каналах РПУ относительно опорного $\gamma_0 = 0$. При коммутируемой АР используется двухканальное РПУ, один канал которого подключается к опорной антенне, а другой с помощью коммутатора к m -й антенне. Поэтому при коммутируемых каналах приема фазовый сдвиг $\gamma_m = \gamma = \text{const}$.

При пеленговании в односигнальном режиме, когда в наблюдаемых данных присутствует сигнал одного ИРИ ($d = 1$), достаточно однократно наблюдения ($K = 1$). При $d > 1$ требуется несколько выборок, число которых определяется скоростью изменения передаваемой информации.

В [7] на основе критерия минимума среднеквадратической ошибки в предположении гауссовского шума из отношения правдоподобия получены оптимальные оценки азимута и угла места, которые для n -го отсчета имеют вид:

$$\hat{\theta}_n = \text{arctg} \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \hat{\varphi}_{mn_K} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}{\sum_{m=0}^{M-1} \hat{\varphi}_{mn_K} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}, \quad (3)$$

$$\hat{\beta}_n = \arccos \left\{ \frac{\lambda}{\pi r} \left[\left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{\varphi}_{mn_K} \sin \frac{2\pi m}{M} \right)^2 + \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{\varphi}_{mn_K} \cos \frac{2\pi m}{M} \right)^2 \right]^{0.5} \right\}. \quad (4)$$

Оценка разности фаз, формируемая по K выборкам:

$$\hat{\varphi}_{m_K} = \arg \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (x_m x_0^*)_k \right] \quad (5)$$

является однозначной при выполнении условия $r/\lambda < 0.25$, что обусловлено однозначностью значения фазы (5) при $\Delta_m < 0.5\lambda$, где Δ_m – расстояние между опорной и любой m -й антенной, $m = \overline{1, M-1}$. При размещении антенн по кругу наибольшее расстояние между антеннами примерно равно диаметру, т. е. $2r < 0.5\lambda$.

Односигнальный режим. Алгоритм пеленгования, формирующий оценки согласно (3) и (5), является узкополосным, т. е. обеспечивает их однозначность при фиксированном радиусе АР для частот $f \leq 0.25c/r$ ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света). Потенциальные точности оценок азимута при круговой АР для одного сигнала (в односигнальном режиме, $K = 1$) определяются следующим образом [7]:

$$\delta(\theta) \geq \frac{\lambda}{2\pi r \sqrt{q^2 M} \cos \beta} = \frac{c}{2\pi r f \sqrt{q^2 M} \cos \beta},$$

$$\delta(\cos \beta) \geq \left(\frac{\lambda}{2\pi r \sqrt{q^2 M}} \sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{8\pi r^2 q^2 M \cos^2 \beta}} \right),$$

где λ – длина волны сигнала ИРИ; q^2 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

Например, при $M = 9$ и $r = 0.45$ м верхняя частота $f_B = 166.6$ МГц. Значение нижней частоты f_H определяется допустимой точностью пеленгования. Так при отношении "сигнал/шум" 20 дБ достигается точность пеленгования не хуже 5° при $\beta = 0^\circ$ (окологоризонтные ИРИ) до частоты $f_H = 40$ МГц, а при пеленговании ИРИ, сигналы которых падают на АР под $\beta = 45^\circ$, значение нижней частоты $f_H = 57$ МГц. Поэтому можно считать, что АР упомянутой конфигурации совместно с ал-

горитмом (3) обеспечивает точность пеленгования не хуже 5° в рабочем диапазоне от 60 до 166 МГц.

Пространственный алгоритм. Теория синтеза алгоритмов пространственно-временной обработки подробно изложена в [8]. АР рассматривается как пространственный фильтр в системе координат с началом в центре АР, направляющими косинусами

$$u_x = \cos \theta \cos \beta; \quad u_y = \sin \theta \cos \beta \quad (6)$$

и пространственными частотами $v_x = x/\lambda$; $v_y = y/\lambda$.

Комплексная диаграмма направленности (ДН) двумерной плоской АР $D(u_x, u_y)$ и ее двумерный спектр – функция амплитудно-фазового раскрытия (АФР) $G(x, y)$ связаны между собой прямым и обратным двумерными преобразованиями Фурье [8]:

$$D(u_x, u_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(x, y) \exp \left[j2\pi \left(\frac{x}{\lambda} u_x + \frac{y}{\lambda} u_y \right) \right] dx dy; \quad (7)$$

$$G(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} D(u_x, u_y) \exp \left[-j2\pi \left(\frac{x}{\lambda} u_x + \frac{y}{\lambda} u_y \right) \right] du_x du_y.$$

АФР M -элементной круговой АР имеет дискретный характер и с учетом дополнительных фазовых сдвигов γ_m в каналах приема определяется как

$$G(x, y) = \delta \left(x - r \cos \frac{2\pi}{M} m, y - r \sin \frac{2\pi}{M} m \right) \times \Psi_m(\theta, \beta) \exp(j\gamma_m), \quad (8)$$

где $\Psi_m(\theta, \beta)$ – значение функции раскрытия в направлении θ, β .

После подстановки (6), (8) в (7) и замены переменных получим:

$$D(\theta, \beta) = \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \Psi_m(\theta, \beta) \exp(j\gamma_m) \times \exp \left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \beta_i \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M} \right) \right] \right\}.$$

Если ДН всех антенн идентичны и уровень принимаемого сигнала в них примерно одинаков, максимальное значение ДН $D(\theta, \beta)$ в направлении полезного сигнала достигается при условии

$$\text{Im} \left\{ \Psi_m(\theta, \beta) \exp \left[j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \beta_i \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M} \right) \right] \right\} = 0,$$

т. е. когда

$$\Psi_m(\theta, \beta) = \exp \left[-j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos \beta_i \cos \left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M} \right) \right] \times \exp(-j\gamma_m), \quad m = \overline{0, M-1}. \quad (9)$$

Выражение (9) является характеристикой пространственного фазокорректирующего фильтра, обеспечивающего максимум ДН приема полезного сигнала.

Пеленгование с использованием пространственной характеристики фазокорректирующего фильтра сводится к численному поиску максимума

$$\hat{\theta}_i, \hat{\beta}_i = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} \left\{ \text{Re} \left[\Psi(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y} \right] \right\} \quad (10)$$

фактического $\mathbf{Y} = \{Y_m\}$ и ожидаемого $\Psi(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \{\Psi_m(\hat{\theta}, \hat{\beta})\}$ амплитудно-фазовых распределений.

При отсутствии антенны в центре АР фактическое АФР с выходов АР для каждого n -го частотного отсчета получается из нормированного взаимного спектра процессов в опорной и m -й антеннах:

$$Y_{mn} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{(x_{mn} x_{0n}^*)_k}{\left[(x_{mn} x_{0n}^*)_k \right]}. \quad (11)$$

Для каждого частотного отсчета пересчитанная характеристика пространственного фильтра относительно опорной антенны имеет вид

$$\tilde{G}_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \exp(-j\hat{\gamma}_m), \quad (12)$$

где

$$G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \exp \left\{ -j \frac{2\pi r}{\lambda_n} \left[\cos \hat{\beta} \cos \left(\hat{\theta} - \frac{2\pi m}{M} \right) - \cos \hat{\beta} \cos \hat{\theta} \right] \right\}. \quad (13)$$

Максимальное значение произведения $\tilde{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n$ достигается при $\text{Im}[\tilde{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n] = 0$, т. е. когда скомпенсированы все фазовые сдвиги в каналах приема: $\hat{\gamma}_m = \gamma_m$, а также $\hat{\theta} = \theta$, $\hat{\beta} = \beta$.

Совместная оценка азимута и угла места находится из выражения

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} \left\{ \text{Re} \left[\tilde{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n \right] \right\} \quad (14)$$

и максимизирует вещественную часть произведения вектора оценок взаимного спектра $\mathbf{Y}_n = \{Y_{mn}\}$ и ожидаемого АФР:

$$\mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \{G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta})\}, \quad m = \overline{0, M-1}.$$

При коммутируемых каналах приема и двухканальном РПУ [5] фазовый сдвиг $\gamma_m = \gamma = \text{const}$, $m = \overline{0, M-1}$. Если оценка $\hat{\gamma}$ доступна, то при использовании двухканального РПУ можно использовать когерентный алгоритм (14). При трудностях оценивания $\hat{\gamma}$ можно применять некогерентный алгоритм:

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} |\mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n|. \quad (15)$$

Статистическое имитационное моделирование показало, что некогерентный алгоритм практически не проигрывает в точности выносимых оценок когерентному алгоритму, однако уступает в значении верхней частоты диапазона f_B , в котором обеспечиваются однозначные оценки $\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n$.

В (14) и (15) используются комплексные значения АФР без перехода непосредственно к фазе, измеряемой в радианах, поэтому алгоритм способен обеспечивать однозначность формирования оценок азимута и угла места при нарушении условия $f \leq 0.25c/r$ в некотором диапазоне частот $f_H \dots f_B$ [9].

Пеленгационные характеристики (ПХ) для частот $f > 0.25c/r$ имеют побочные максимумы. Для однозначности выносимых алгоритмом оценок требуется, чтобы значение главного максимума ПХ, соответствующего основному направлению прихода сигнала, было больше значения локальных максимумов.

Получить аналитические выражения для верхней частоты при фиксированных параметрах АР M и r с помощью математических преобразований ПХ когерентного $P_K(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \text{Re}[\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n]$ и некогерентного $P_{HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \|\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n\|$ алгоритмов практически невозможно.

Произведение $\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n$ преобразуется к виду

$$\begin{aligned} & \tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n = \\ & = \sum_{m=1}^{M-1} \exp \left\{ -j \frac{2\pi r}{\lambda_n} \left[\cos \hat{\beta} \cos \left(\hat{\theta} - \frac{2\pi m}{M} \right) - \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \cos \hat{\beta} \cos \hat{\theta} - \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \cos \beta_n \cos \left(\theta_n - \frac{2\pi m}{M} \right) + \cos \beta_n \cos \theta_n \right] \right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & = \sum_{m=1}^{M-1} \exp \left\{ j \frac{2\pi r}{\lambda_n} \left\{ \sin \left(\frac{\theta_n - \hat{\theta} - \beta_n + \hat{\beta}}{2} \right) \times \right. \right. \\ & \quad \times \left[1 + \sin \left(\frac{\theta_n + \hat{\theta} - \beta_n - \hat{\beta}}{2} - \frac{2\pi m}{M} \right) \right] - \\ & \quad \left. \left. - \sin \left(\frac{\theta_n - \hat{\theta} + \beta_n - \hat{\beta}}{2} \right) \times \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \times \left[1 + \sin \left(\frac{\theta_n + \hat{\theta} + \beta_n + \hat{\beta}}{2} - \frac{2\pi m}{M} \right) \right] \right\} \right\}. \end{aligned}$$

Главный максимум достигается при $\theta_n - \hat{\theta} = 0$, $\beta_n - \hat{\beta} = 0$. Определить значения остальных локальных максимумов ПХ $P_K(\hat{\theta}, \hat{\beta})$, $P_{HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$ как функций M , r/λ_n , θ_n , β_n , $\hat{\theta}$, $\hat{\beta}$ аналитически невозможно даже с помощью аппроксимации функциями Бесселя, как это сделано в [8] при анализе ДН круговой АР в азимутальной плоскости без учета угла места.

Математическое моделирование. Численный расчет позволяет эффективно и быстро провести анализ ПХ и определить граничные верхние частоты, при которых алгоритм выносит однозначные оценки.

Таким расчетом определены положения и значения главных максимумов для когерентного и некогерентного алгоритмов обнаружения:

$$\begin{aligned} P_{0K}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) &= \max [P_K(\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta, \hat{\beta} = \beta + \Delta\beta)] \approx M; \\ P_{0HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) &= \max (P_{HK}(\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta, \hat{\beta} = \beta + \Delta\beta)) \approx M \end{aligned}$$

и L локальных максимумов $P_{lK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$, $P_{lHK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$, $l = \overline{1, L}$. Расчет произведен для круговой АР с фиксированным радиусом $r = 0.45$ м в диапазоне частот 500...2000 МГц при значениях азимута $\theta \in 0 \dots 359^\circ$ и угла места $\beta \in 0 \dots 85^\circ$ с шагом 1° . Среди локальных максимумов найдены наибольшие для когерентного

$$PL_K(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \max_{l=1, L} [P_{lK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})]$$

и некогерентного

$$PL_{HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \max_{l=1, L} [P_{lHK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})]$$

алгоритмов.

Определено превышение главным лепестком максимального бокового лепестка для этих же алгоритмов:

$$P_{0K}(\hat{\theta}, \hat{\beta})/PL_K(\hat{\theta}, \hat{\beta}); \quad P_{0HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})/PL_{HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$$

при всех значениях азимута и угла места. Среди полученных значений выделены минимальные значения (отдельно для когерентного и некогерентного алгоритмов):

$$\begin{aligned}
 W_k(f, M) &= \\
 &= \min_{\theta \in 0 \dots 359^\circ; \beta \in 0 \dots 85^\circ} [P_{0k}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) / PL_k(\hat{\theta}, \hat{\beta})]; \\
 W_{нк}(f, M) &= \\
 &= \min_{\theta \in 0 \dots 359^\circ; \beta \in 0 \dots 85^\circ} [P_{0нк}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) / PL_{yk}(\hat{\theta}, \hat{\beta})],
 \end{aligned}$$

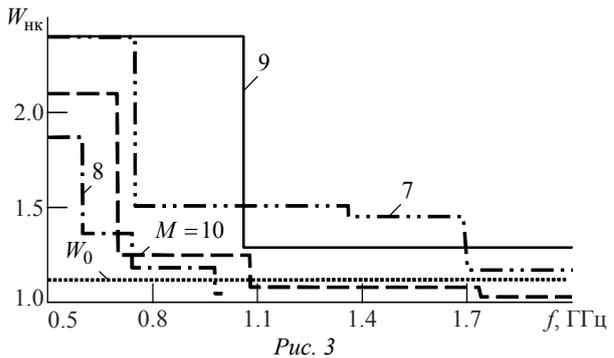
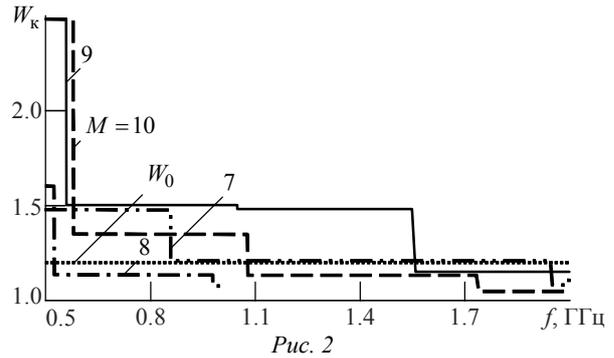
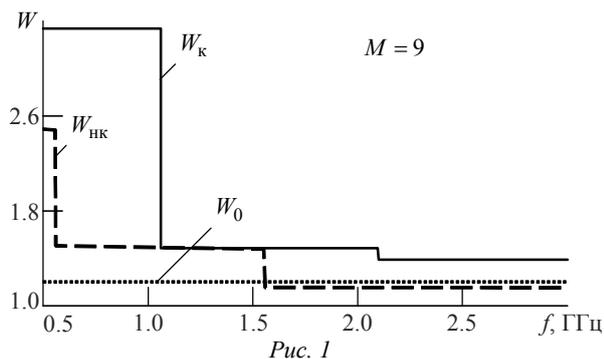
характеризующие наиболее неблагоприятные ситуации для принятия решения об обнаружении ИРИ.

Вычисленные отношения при обоих алгоритмах имеют ступенчатую монотонно спадающую с ростом частоты зависимость. Такой же характер зависимости локальных максимумов боковых лепестков ЛН круговой АР был установлен в [10]. Аномальные оценки формируются, когда значение наибольшего локального максимума стремится к значению главного максимума: $W_k(f, M) \rightarrow 1$; $W_{нк}(f, M) \rightarrow 1$.

Статистическое моделирование алгоритмов показало, что значение $W_0 = 1.2$ является верхним пределом, при котором еще не наблюдаются аномальные оценки азимута и угла места. Зададим это значение в качестве порога при определении верхней частоты диапазона устойчивого функционирования пеленгатора.

На рис. 1 представлены частотные зависимости когерентного $W_k(f)$ и некогерентного $W_{нк}(f)$ алгоритмов при $r = 0.45$ и $M = 9$. Из них следует, что значение верхней частоты при когерентном алгоритме выше, чем при некогерентном.

На рис. 2 приведены частотные зависимости когерентного $W_k(f)$, а на рис. 3 – некогерентного $W_{нк}(f)$ алгоритмов для различных значений M при фиксированном радиусе АР $r = 0.45$ м. Из



них следует, что большие значения f_B в обоих случаях обеспечиваются при нечетных значениях M .

В табл. 1 приведены значения граничных частот, определенные по порогу $W_0 = 1.2$ для когерентного и некогерентного алгоритмов для АР при $r = 0.45$ м и $M = 7 \dots 10$.

При фиксированном значении M когерентный алгоритм обеспечивает большее или такое же (см. зависимости для $M = 10$) значение верхней частоты по сравнению с некогерентным. Необходимо также отметить, что ПХ когерентного алгоритма имеет меньше локальных максимумов, чем некогерентного, поскольку при некогерентном методе локальные максимумы формируются не только в точках совпадения фаз сигналов (как и при когерентном методе), но и при противоположных фазах (см. (15)), в которых в когерентном методе формируются локальные минимумы характеристики.

Таким образом, для расширения полосы частот, в которой обеспечиваются однозначные оценки направлений ИРИ при пеленговании, целесообразно применять когерентный алгоритм.

Способность алгоритма формировать достоверные оценки при нечетных значениях M в широкой полосе до f_B свидетельствует об уникаль-

Таблица 1

Алгоритм	Число элементов АР			
	7	8	9	10
	Верхняя граничная частота, МГц			
Когерентный	1900	980	3000	1080
Некогерентный	890	550	1560	1080

ности фазового распределения элементов АР этой конфигурации в указанной полосе.

В [10] рассмотрено решение задачи поиска локальных максимумов ДН круговой АР в азимутальной плоскости без учета угла места в широкой полосе частот и определены значения отношений r/λ при фиксированном M методом прямого поиска и на основе анализа разложения ДН по функциям Бесселя. Верхние граничные частоты, установленные в [10] для $M = 7...10$, практически совпадают с частотами, определенными из рис. 2 для этого же значения порога. В [10] для $M = 9$ имеем отношение $r/\lambda_{\min} = 2.264$, откуда при $r = 0.45$ $\lambda_{\min} = 0.1987$ м, а $f_B = 1509$ МГц.

Результаты работ [10], [11] также свидетельствуют о том, что широкополосные свойства АР сильнее проявляются при нечетном числе элементов.

Натурный эксперимент. Для подтверждения полученных соотношений и результатов численных расчетов проведены натурные испытания алгоритма по тестовому сигналу генератора, принимаемому девятиэлементной коммутируемой АР с $r = 0.45$ м в полном секторе азимутальных углов $\theta \in 0...359^\circ$. Генератор располагался на расстоянии 30 м от АР. Параметр накопления $K = 30$. Для всех направлений принимаемого сигнала оценки были несмещенными и имели примерно одинаковую инструментальную точность пеленгования (табл. 2).

Также были оценены направления прихода сигналов вещательных станций УКВ-диапазона (табл. 3) и по карте установлено местоположение их ИРИ.

Таблица 2

Частотный диапазон, МГц		
30...80	80...300	300...1300
Среднеквадратическое отклонение, ...°		
2.6	1.8	0.8

Таблица 3

Частота, МГц	Азимут, ...°	
	измеренный	истинный
100.1	252	248
102.0	194	190
103.4	190	190
104.8	194	190
105.3	190	190
105.9	189	190
106.3	189	190
107.8	198	202

Многосигнальный режим. Если в одном частотном отсчете содержатся сигналы нескольких

ИРИ ($d > 1$), то единственная оценка, выносимая алгоритмами (14) и (15), является недостоверной и не соответствует реальному ИРИ.

Сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений, и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой по времени. Поэтому для проверки гипотезы о наличии сигналов нескольких ИРИ в частотном отсчете и возможности дальнейшего оценивания их УК в частотной области требуется K значений частотного отсчета в разных антеннах в различное время.

При когерентном многоканальном приеме одновременно доступны значения комплексных отсчетов спектра со всех антенн. Начальная фаза колебаний сигнала в этих отсчетах одинакова, поэтому матрица наблюдений

$$X_n = \begin{bmatrix} (x_{0n})_1 & \dots & (x_{0n})_K \\ (x_{1n})_1 & \dots & (x_{1n})_K \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_{Mn})_1 & \dots & (x_{Mn})_K \end{bmatrix} \quad (16)$$

строится из самих комплексных отсчетов.

При коммутируемых каналах приема одновременно доступны значения частотных отсчетов опорного и коммутируемого каналов. Колебания сигнала имеют различные начальные фазы в разных парах опорного и коммутируемых каналов. Поэтому для устранения зависимости от значений начальной фазы сигналов в отсчетах матрица наблюдений

$$X_n = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{1n}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_1}{(x_{0n}x_{0n}^*)_1} & \dots & \frac{(x_{Mn}x_{0n}^*)_K}{(x_{0n}x_{0n}^*)_K} \end{bmatrix} \quad (17)$$

строится из взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала: $(x_m x_0^*)_k / (x_0 x_0^*)_k$, $m = \overline{1, M}$, $k = \overline{1, K}$.

Методы оценивания УК множества ИРИ основаны на вычислении корреляционной матрицы наблюдаемых данных $R_n = X_n X_n^H$ и ее разложении $R_n = E \text{diag}(\Lambda) E^H$ по собственным векторам

$$E = [E_1, \dots, E_l, \dots, E_M], \quad E_l = [E_{l1}, \dots, E_{lM}]^T, \\ l = \overline{1, M} \quad \text{и} \quad \text{числам} \quad \Lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_M],$$

$\lambda_1 > \dots > \lambda_{M-1} > \lambda_M$ ("н" и "т" – символы эрмитова сопряжения и транспонирования матриц соответственно). Корреляционные матрицы, вычисленные из матриц наблюдения (16) и (17), идентичны и не зависят от значения начальной фазы сигнала в каналах.

Сингулярное разложение обеих матриц наблюдаемых данных X_n нецелесообразно из-за повышения вычислительных затрат.

Собственные числа $\Lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_M]$ сравниваются с заданным заранее порогом (определяется уровнем шума), d собственных чисел, превысивших порог, свидетельствуют о числе сигналов ИРИ, присутствующих в частотном отсчете. Собственные векторы $E_s = [E_1, \dots, E_d]$, соответствующие d собственным числам, образуют сигнальное подпространство, оставшиеся векторы $E_\xi = [E_{1+d}, \dots, E_M]$ – шумовое.

Векторы сигнального подпространства E_s используются в ESPRIT-алгоритмах [12]. Однако круговая АР не обладает необходимой структурой инвариантности к сдвигу, которая требуется для оценки оператора поворота. Поэтому ESPRIT-подход не применим к синтезу алгоритма оценки УК нескольких ИРИ в пространстве элементов круговой АР.

Однако ESPRIT-подход применим и применен в пространстве формирования главного лепестка ДН круговой АР [13]–[15]. С помощью специальных преобразований выполняется перевод принятых данных из пространства элементов АР в пространство ДН круговой АР. Затем к преобразованным данным применяется метод ESPRIT.

Полученный алгоритм является узкополосным. Он применим для длины волны $\lambda = 4\pi r/M$, т. е. для частот $f = Mc/(4\pi r)$. Максимальное число разделяемых алгоритмом сигналов $d_{\max} = M/2 - 1$.

Так при $M = 9$ и $r = 0.45$ м алгоритм способен сформировать оценки не более трех ИРИ на частоте 477 МГц. На этой частоте расстояние между соседними элементами, расположенными по кругу, не превышает 0.5λ .

Векторы шумового подпространства E_ξ используются в методе MUSIC. Для применения MUSIC подходит любая конфигурация АР, но требуется знание ее отклика $\mathbf{a}(\theta, \beta)$ во всей области значений $\theta \in 0 \dots 359^\circ$, $\beta \in 0 \dots 85^\circ$.

Для произвольной конфигурации АР мера, названная спектром MUSIC [12], определяется следующим образом:

$$R_{\text{MUSIC}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{\mathbf{a}^H(\hat{\theta}, \hat{\beta})\mathbf{a}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}{\mathbf{a}^H(\hat{\theta}, \hat{\beta})E_\xi E_\xi^H \mathbf{a}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}. \quad (18)$$

При отсутствии шума спектр (18) стремится к бесконечности при $\hat{\theta} = \theta_i$, $\hat{\beta} = \beta_i$, $i = \overline{1, d}$, так как векторы шумового подпространства ортогональны множеству АР $A(\theta, \beta)$, которое принадлежит сигнальному подпространству. Указанное свойство используется для получения совместных оценок $\hat{\theta}$, $\hat{\beta}$, создающих d наибольших максимумов (всплесков) в спектре (18).

В [13] также представлен алгоритм MUSIC в пространстве формирования главного лепестка ДН, однако в силу требований к согласованию радиуса АР с частотой принимаемого сигнала он является узкополосным.

Алгоритм пеленгования для круговой АР в многосигнальном режиме в широкой полосе частот предполагает выполнение следующих действий:

1. Формирование для каждого частотного отсчета матрицы наблюдений (16) или (1). Вычисление корреляционной матрицы $R_n = X_n X_n^H$.
2. Разложение $R_n = E \text{diag}(\Lambda) E^H$ по собственным векторам $E = [E_1, \dots, E_M]$ и собственным числам $\Lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_M]$. Сравнение собственных чисел с порогом и оценка числа d сигналов ИРИ.
3. Выделение из собственных векторов E шумового подпространства $E_\xi = [E_{1+d}, \dots, E_M]$.
4. Вычисление спектра MUSIC. При когерентном приеме он определяется по формуле

$$Q_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{1}{\text{Re}[\mathbf{G}_n^H(\hat{\theta}, \hat{\beta})E_\xi E_\xi^H \mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})]}, \quad (19)$$

а при некогерентном приеме – как

$$Q_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{1}{|\tilde{\mathbf{G}}_n^H(\hat{\theta}, \hat{\beta})E_\xi E_\xi^H \tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})|}. \quad (20)$$

5. Фиксация d пар $(\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)$, дающих наибольшие экстремумы функционалов (19) или (20): $(\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)_1 \dots (\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)_d = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} Q_n(\theta, \beta)$.

Зафиксированные оценки представляют собой искомые пеленги ИРИ.

АФР круговой M -элементной АР уникально для определенного диапазона частот, поэтому век-

Таблица 4

Частота, МГц	θ, \dots°		
	10	20	40
Число различаемых ИРИ			
100	–	3	6
500	3	6	6
1000	4	6	6
2000	6	6	6

торы сигнального подпространства также специфичны для каждого направления в этом диапазоне. Шумовое подпространство всегда ортогонально сигнальному. Поэтому при заданном M алгоритм MUSIC в пространстве элементов АР обеспечивает однозначность выносимых оценок в той же полосе частот, что и пространственный алгоритм пеленгования в односигнальном режиме.

Теоретически с помощью MUSIC можно сформировать оценки $M - 1$ ИРИ. Шумовое подпространство при этом состоит только из одного вектора, и точность его оценки не достаточна для вынесения оценок с приемлемой точностью. В проведенном исследовании при $M = 9$ несмещенные оценки азимута и угла места формировались при наличии не более шести ИРИ в зависимости от частоты.

Качество одновременного пеленгования множества сигналов характеризуется их числом при заданной разрешающей способности. В табл. 4 приведено число ИРИ, разнесенных по азимуту на 10, 20 и 30°, которые разделены алгоритмом MUSIC для АР при $M = 9$ и $r = 0.45$ м на фиксированной частоте.

Работоспособность алгоритма проверена при обработке реальных записей сигналов. Для этого в полосе 105...106 МГц при реальном ИРИ с азимутом $\theta_1 = 100^\circ$ был излучен сигнал с азимутальным направлением $\theta_2 = 210^\circ$. На рис. 4, а представлен накопленный амплитудный спектр в полосе частот 105...106 МГц. На рис. 4, б показана частотно-азимутальная панорама в односигнальном режиме, а на рис. 4, в – в многосигнальном режиме. В односигнальном режиме в каждом частотном отсчете сформирована только одна смещенная оценка азимута. В многосигнальном режиме в области перекрытия спектров сформированы две несмещенные оценки.

Так же исследовались алгоритмы MUSIC и ESPRIT в пространстве ДН (луча) АР, разработанные и представленные в [13]–[15]. Как показали исследования, выносимые ими оценки менее точны, обладают худшей разрешающей способностью даже в более узкой полосе частот. Единственным положительным достоинством ESPRIT

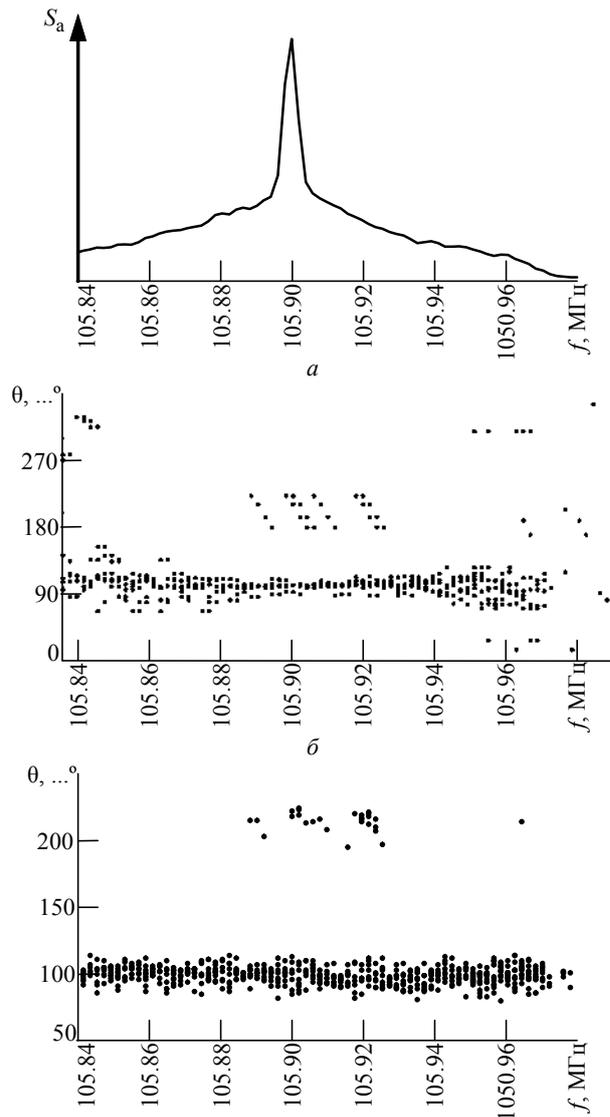


Рис. 4

при круговой АР является возможность проведения одновременной пространственной фильтрации сигналов ИРИ совместно с их пеленгованием.

Заключение. Анализ известных и разработанных алгоритмов свидетельствует, что одна и та же конфигурация круговой АР может применяться в радиопеленгаторах совместно с различными алгоритмами пеленгования. При фиксированной конфигурации АР именно алгоритм пеленгования определяет диапазон частот, в котором обеспечиваются однозначные оценки азимута и угла места.

В табл. 5 и 6 для сравнения представлены основные свойства и область применения разработанных и известных алгоритмов для АР, состоящей из девяти элементов при $r = 0.45$ м в односигнальном и многосигнальном режимах.

Круговая АР с нечетным числом элементов обеспечивает большее значение верхней частоты,

Таблица 5

Односигнальный режим		
Алгоритм	Диапазон частот, МГц	Особенности применения
(3), (4)	40...166	Узкополосный пеленгатор при коммутируемой и некоммутируемой АР
(10)–(13)	40...3000	Широкополосный когерентный пеленгатор при коммутируемой и некоммутируемой АР
(11), (13), (14)	40...1560	Широкополосный некогерентный пеленгатор при коммутируемой АР и двухканальном РПУ

Таблица 6

Многосигнальный режим			
Алгоритм	Диапазон частот, МГц	Максимальное число разделяемых сигналов	Особенности применения
MUSIC в пространстве элементов АР (14), (15)	40...3000	6	При коммутируемой и некоммутируемой АР
MUSIC в пространстве ДН [8]	40...477	5	При коммутируемой и некоммутируемой АР
ESPRIT в пространстве ДН [8]	477	3	При коммутируемой и некоммутируемой АР. Не требует процедуры численного поиска. Возможность пространственной фильтрации сигналов ИРИ совместно с их пеленгованием

при которой гарантируется однозначность оценок азимута и угла места как при коммутируемом, так и при некоммутируемом подключении.

Многоканальный когерентный прием позволяет применить когерентный алгоритм пеленгования, который при нечетном числе антенн дополнительно

способствует увеличению верхней частоты диапазона однозначных оценок азимута и угла места.

Многосигнальный режим пеленгования как при коммутируемой, так и при некоммутируемой АР целесообразно реализовывать по методу MUSIC в пространстве элементов АР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградов А. Д., Дмитриев И. С. Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных невзаимодействующих антенных элементов // Антенны. 2008. № 3(130). С. 60–63.
2. New Digital Direction finder 0.5 MHz to 3000 MHz // News from Rohde & Schwarz. 2002. № 174. P. 47–49.
3. R&S®DDF550 Wideband Direction Finder. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ddf550-productstartpage_63493-11734.html (дата обращения 15.12.2018).
4. Classical And Modern Direction-Of-Arrival Estimation / ed. by T. E. Tuncer, B. Friedlander. New York: Elsevier Inc., 2009. 456 p.
5. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 5. С. 33–39.
6. Foutz J., Spanias A., Banavar M. K. Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays // Synthesis Lectures on Antennas. 2008. Vol. 8. P. 1–79. doi: 10.2200/S00118ED1V01Y200805ANT008
7. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А. С. Саидов, А. Р. Тагилаев, Н. М. Алиев, Г. К. Асланов. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.
8. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.
9. Cheng J., Ohira T. ESPAR Antenna Signal Processing for DOA Estimation // Advances in Direction-of-Arrival Estimation / ed. by S. Chandran. Norwood: Artech House, 2006. P. 395–417.
10. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя / А. В. Ашихмин, А. Д. Виноградов, М. Г. Мазлов, Л. А. Минин // Антенны. 2006. № 8(111). С. 8–14.
11. Виноградов А. Д., Зибров Г. В., Леньшин А. В. Структуры и свойства пеленгаторных кольцевых антенных решеток с нечетной симметрией диаграмм направленности антенн // Антенны. 2013. № 5(192). С. 4–17.
12. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37, № 7. P. 984–995. doi: 10.1109/29.32276
13. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays // IEEE Trans. on Signal Processing. 1994. Vol. SP-42, № 9. P. 2395–2407. doi: 10.1109/78.317861
14. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Performance Analysis of the UCA-ESPRIT Algorithm for Circular Ring Arrays // IEEE Trans. on Signal Processing. 1994. Vol. SP-42, № 9. P. 2536–2539. doi: 10.1109/78.317881
15. Ramos J., Mathews C. P., Zoltowski M. D. FCA-ESPRIT: a Closed-Form 2-D Angle Estimation Algorithm for Filled Circular Arrays with Arbitrary Sampling Lattices // IEEE trans. on Signal Processing. 1999. Vol. SP-47, № 1. P. 213–217. doi: 10.1109/78.738255

Статья поступила в редакцию 18 октября 2018 г.

Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов.

E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru

Малышев Виктор Николаевич – доктор технических наук (2000), профессор (2004), декан факультета Радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы, СВЧ-техника, антенны, информационные сети, информационная безопасность.

E-mail: vm@eltech.ru

Файзуллина Дилара Наилевна – магистр (2013) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", инженер АО "НИИ Вектор". Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов.

E-mail: dilara89@yandex.ru

REFERENCES

1. Vinogradov A. D., Dmitriev I. S. Potential Accuracy of Multi-Channel Direction Finder with Antenna Array of Non-Directional Non-Interacting Antenna Elements. *Antennas*. 2008, no. 3 (130), pp. 60-63. (In Russian)
2. New Digital Direction finder 0.5 MHz to 3000 MHz. *News from Rohde & Schwarz*. 2002, no. 174, pp. 47-49.
3. R&S@DDF550 Wideband Direction Finder. Available at: https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ddf550-productstartpage_63493-11734.html (accessed 15.12.2018).
4. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation; ed. by T. E. Tuncer, B. Friedlander. New York, Elsevier Inc., 2009, 456 p.
5. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Faizullina D. N. Joint Detection and Direction Finding Using Switched Antenna Array. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2015, no. 5, pp. 33-39. (In Russian)
6. Foutz J., Spanias A., Banavar M. K. Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays. *Synthesis Lectures on Antennas*. 2008, vol. 8, pp. 1-79. doi: 10.2200/S00118ED1V01Y200805ANT008
7. Saidov A. S., Tagilaev A. R., Aliev N. M., Aslanov G. K. *Proektirovanie fazovykh avtomaticheskikh radiopelengatorov* [Phase Automatic Direction Finder Design]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1997, 160 p. (In Russian)
8. Korostelev A. A. *Prostranstvenno-vremennaya teoriya radiosistem* [Spatio-temporal Theory of Radio Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1987. 320 p. (In Russian)
9. Cheng J., Ohira T. ESPAR Antenna Signal Processing for DOA Estimation. *Advances in Direction-of-Arrival Estimation*; ed. by S. Chandran. Norwood: Artech House, 2006, pp. 395-417.
10. Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. Investigation of Broadband Low-Element Single-Ring Antenna Array Characteristics Using Bessel Functions. *Antennas*. 2006, vol. 8 (111), pp. 8-14. (In Russian)
11. Vinogradov A. D., Zibrov G. V., Len'shin A. V. Structures and Properties of Direction-Finding Ring Antenna Arrays With Odd Symmetry of Antenna Patterns. *Antennas*. 2013, vol. 5 (192), pp. 4-17. (In Russian)
12. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1989, vol. ASSP-37, no. 7, pp. 984-995. doi: 10.1109/29.32276
13. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 1994, vol. SP-42, no. 9, pp. 2395-2407. doi:10.1109/78.317861
14. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Performance Analysis of the UCA-ESPRIT Algorithm for Circular Ring Arrays. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 1994, vol. SP-42, no. 9, pp. 2536-2539. doi: 10.1109/78.317881
15. Ramos J., Mathews C. P., Zoltowski M. D. FCA-ESPRIT: a Closed-Form 2-D Angle Estimation Algorithm for Filled Circular Arrays with Arbitrary Sampling Lattices. *IEEE trans. on Signal Processing*. 1999, vol. SP-47, no. 1, pp. 213-217. doi: 10.1109/78.738255

Received 18 October 2018

Maya E. Shevchenko – Ph.D. in Engineering (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 50 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing.

E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru

Victor N. Malyshev – D.Sc. in engineering (2000), Professor (2004), the Dean of faculty of Radio Equipment and Telecommunications of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; information security.

E-mail: vm@eltech.ru

Dilara N. Fayzullina – Master of Science in Information Technologies and Communication Systems (2013), the engineer of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of 10 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; digital signal processing; signal detection and finding.

E-mail: dilara89@yandex.ru