

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2021-24-3-60-71>

## Характеристики точности параметрического метода Берга при пространственной обработке сигналов в линейной неэквидистантной антенной решетке

В. М. Кутузов<sup>1</sup>, М. А. Овчинников<sup>1</sup>✉, Е. А. Виноградов<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup> Левенский католический университет, Левен, Бельгия

✉ [mixovchinnikov@list.ru](mailto:mixovchinnikov@list.ru)

### Аннотация

**Введение.** При неэквидистантном (НЭ) расположении антенных элементов (АЭ) приемной антенной решетки (АР) в диаграмме направленности (ДН) возникают боковые лепестки (БЛ), уровень которых может существенно превышать приемлемый для практики. При невысоких отношениях сигнал/шум (ОСШ) это приводит к появлению аномальных ошибок при измерении угловых координат источников сигналов, что ухудшает статистические характеристики точности (ХТ) оценивания их угловых параметров. Является актуальным построение ХТ оценивания угловых координат модифицированного параметрического метода Берга (МБ) в приложении к задаче пространственной обработки отраженных сигналов в транспортируемой декаметровая (ДКМ) радиолокационной станции (РЛС) с неэквидистантной антенной решеткой (НЭАР) при расположении АЭ на прямой линии.

**Цель работы.** Анализ статистических ХТ оценивания угловых координат объектов при использовании модифицированного МБ для пространственной обработки отраженных сигналов в декаметровой РЛС с линейной НЭАР, АЭ которой расположены со случайным шагом в пределах от  $\lambda/2$  до нескольких  $\lambda$ , где  $\lambda$  – рабочая длина волны несущего колебания.

**Материалы и методы.** При построении статистических ХТ использовалось компьютерное моделирование в среде MatLab, достоверность которого подтверждалась построением известных ХТ классических методов на основе дискретного преобразования Фурье, а также сопоставлением полученных ХТ с асимптотическими границами, в том числе границами Крамера–Рао.

**Результаты.** Показана возможность и определены условия применения модифицированного параметрического МБ в задаче оценивания азимутальных координат отраженных радиолокационных сигналов при НЭ расположении АЭ приемной АР загоризонтной ДКМ РЛС. Получены статистические ХТ и проведено их сравнение с асимптотически оптимальными ХТ максимально правдоподобных оценок, соответствующих эквидистантному расположению АЭ.

**Заключение.** Полученные результаты доказали субоптимальность модифицированного МБ для обработки сигналов в НЭАР при случайном шаге расположения АЭ в пределах от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$ , что позволяет рекомендовать его для применения в транспортируемых ДКМ РЛС.

**Ключевые слова:** декаметровые РЛС, неэквидистантная антенная решетка, параметрические методы, пространственная обработка сигналов, диаграмма направленности, спектр пространственных частот, характеристики точности

**Для цитирования:** Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики точности параметрического метода Берга при пространственной обработке сигналов в линейной неэквидистантной антенной решетке // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 3. С. 60–71. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-60-71

---

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 31.03.2021; принята к публикации после рецензирования 27.04.2021; опубликована онлайн 29.06.2021



## Accuracy Characteristics of the Parametric Burg Method for Spatial Signal Processing in a Nonuniform Array Antenna

Vladimir M. Kutuzov<sup>1</sup>, Mihail A. Ovchinnikov<sup>1✉</sup>, Evgenij A. Vinogradov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup> KU Leuven, Leuven, Belgium

✉ mixovchinnikov@list.ru

### Abstract

**Introduction.** In the case of a nonuniform (NU) design of the antenna elements (AEs) of the receiving antenna array (AA), the antenna pattern (AP) features sidelobes (SL) with a significantly higher noise level than acceptable values. Under low signal-to-noise ratios (SNR), this noise leads to angular coordinate measuring errors thus worsening the statistical accuracy characteristics (ACs) of the signal. It is of relevance to construct the ACs of angular coordinates when a modified parametric Burg method (BM) is applied to spatial reflected signal processing in a transportable decametre range radar (DRR) with a nonuniform array (NUA) and linear accuracy characteristics.

**Aim.** To analyse the statistical ACs of angular coordinate objects when using a modified BM for spatial reflected signal processing in a DRR with a linear NUA, in which AEs are located with a random step in the range from  $\lambda/2$  to several  $\lambda$ , where  $\lambda$  is the operating carrier wavelength.

**Materials and methods.** Statistical ACs were constructed by computer modelling in the MatLab software, the reliability of which was confirmed by conventional discrete Fourier transform methods, as well as by comparing the obtained ACs with asymptotic bounds, including Cramer–Rao bounds.

**Results.** The possibility and conditions of using a modified parametric BM for estimating the azimuthal coordinates of reflected radar signals were determined for the case of a nonuniform design of the over-the-horizon DRR receiving AA AEs. Statistical ACs were obtained and compared with the asymptotically optimal ACs of the maximum likelihood estimations corresponding to the uniform AE design.

**Conclusion.** The obtained results confirm the suboptimality of the BM modified for signal processing in the NUA at a random AE spacing step in the range from  $\lambda/2$  to  $2\lambda$ , making it applicable for use in transportable DRRs.

**Keywords:** decametre range radar, nonuniform array antenna, parametric methods, spatial signal processing, antenna pattern, spatial frequency spectrum, accuracy characteristics

**For citation:** Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Accuracy Characteristics of the Parametric Burg Method for Spatial Signal Processing in a Nonuniform Array Antenna. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 3, pp. 60–71. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-60-71

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 31.03.2021; accepted 27.04.2021; published online 29.06.2021

**Введение.** Необходимость неэквидистантного расположения АЭ в приемных АР загоризонтных ДКМ РЛС может быть вызвана различными факторами [1, 2]. Чаще всего это естественный береговой ландшафт в месте расположения АЭ транспортируемых радиолокационных средств [3–5] либо геометрические особенности корпуса, надстройки и палубное оборудование корабля или иного носителя радиолокатора [6]. Иногда, при ограничении количества АЭ и соответствующих им каналов приема, используют разреженные НЭАР, стремясь сохранить или увеличить геометрические размеры апертуры и тем самым сохранить или уменьшить ши-

рину главного луча ДН [7, 8]. Примеры подобных НЭАР со случайным расположением АЭ описаны в [9–11]. Естественно, при синтезе НЭАР снижение заполняемости апертуры АР приводит к росту БЛ ДН, поскольку нарушаются условия дискретизации теоремы отсчетов В. А. Котельникова. Особенно явно это проявляется для малоэлементных НЭАР с изотропными в угломерной плоскости АЭ: так, в равноамплитудной АР при числе АЭ  $M = 16$  интерференционные БЛ достигают уровня  $-3$  дБ [12]. В статье [13], продолжением которой является настоящее исследование, показано, что в НЭАР с  $M = 16$  и случайным расположением АЭ

**Характеристики точности параметрического метода Берга при пространственной обработке сигналов в линейной неэквидистантной антенной решетке**

**Accuracy Characteristics of the Parametric Burg Method for Spatial Signal Processing in a Nonuniform Array Antenna**

нецелесообразно применять традиционную согласованную обработку пространственных сигналов из-за образования интерференционных БЛ повышенного уровня, часто соизмеримого с уровнем главного лепестка ДН (около  $-5$  дБ). В сложной и нестационарной помеховой обстановке, характерной для ДКМ РЛС [3, 5], это может приводить к аномальным ошибкам измерения азимутальных координат целей [14–16].

В ряде работ предложены и исследованы алгоритмы обработки сигналов в квазиконформных НЭАР, учитывающих ограничения естественного ландшафта [17, 18]. В частности, предлагается разбивать апертуру АР на отдельные сегменты разной длины и размещать их неэквилидистантно в соответствии с геометрией береговой черты, в том числе по-разному ориентируя отдельные сегменты [19, 20]. Для объединения сигналов сегментов и формирования результирующей ДН используются нетрадиционные параметрические методы с высоким угловым разрешением, модифицированные для многосегментной обработки [17, 21]. Однако в пределах сегментов АЭ должны располагаться эквидистантно, что снижает оперативность и удобство развертывания АР транспортируемых ДКМ РЛС и в конечном счете ограничивает потенциально возможные показатели качества их применения, к которым относятся характеристики точности измерений и разрешающая способность по азимуту.

В статье [13], предшествующей данным исследованиям, авторами разработан метод обработки сигналов в  $M$ -элементной линейной НЭАР, основанный на искусственном восстановлении эквидистантного пространственного сигнала. Это достигается применением обратного преобразования Фурье к ДН, полученной на основе исходного НЭ-сигнала и имеющей, как правило, БЛ неприемлемо высокого уровня. Обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) от ДН НЭАР может быть с достаточной точностью представлено с эквидистантной дискретизацией восстановленного пространственного сигнала, что позволяет применять для получения ДН методы, предполагающие эквидистантные отсчеты данных, в том числе нетрадиционные параметрические методы обработки сигналов [22–24]. В статье исследуется применение параметрического метода Берга (МБ) для

обработки восстановленных эквидистантных сигналов виртуальной эквидистантной АР. Выбор в качестве объекта исследований рекуррентного МБ обусловлен тем, что этот алгоритм хорошо изучен и доступен в таких стандартных приложениях, как MatLab, является субоптимальным в задаче обнаружения и измерения параметров сигналов при небольших длинах выборки ( $M \leq 128$ ) [23], компактен с точки зрения вычислительных затрат [24], что является значимым преимуществом при обработке локационных сигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, достоинством МБ, как и других методов на основе авторегрессионных моделей, является высокое статистическое разрешение – обнаружение при приеме двух и более сигналов, существенно превышающее стандартный рэлеевский предел традиционного ДПФ [5]. Напомним, что в основе МБ лежат авторегрессионные модели с конечным числом варьируемых параметров, представляющие собой в случае дискретного представления сигналов разностные уравнения авторегрессии [22].

Цель исследований, описываемых в данной статье, – построение и анализ статистических характеристик точности (ХТ) оценивания угловых координат целей при использовании модифицированного МБ для пространственной обработки отраженных сигналов в ДКМ РЛС с линейной НЭАР, АЭ которой расположены со случайным шагом  $d$ , равномерно распределенным в пределах от  $\lambda/2$  до нескольких  $\lambda$ , где  $\lambda$  – рабочая длина волны несущего колебания. ХТ оценивания азимутальных координат целей относятся к основным показателям качества (тактико-техническим характеристикам) ДКМ РЛС. В качестве базы для сравнительного анализа МБ выбраны ХТ эквидистантной АР с шагом  $d = \lambda/2$  и тем же количеством АЭ  $M$ . В этом случае пространственное ДПФ как функция пространственных частот, определяемых во многих работах [5, 6, 8, 13] как  $U = (2\pi d/\lambda)\sin\theta = \pi\sin\theta$ , где  $\theta$  – азимутальный угол, является несмещенной асимптотически оптимальной оценкой максимального правдоподобия, асимптотическим пределом для которой служат известные границы Крамера–Рао [25]. Кроме того, полученные ХТ модифицированного МБ сравниваются с ХТ при согласованной с расположением АЭ обработке сигналов в НЭАР.

**Формулировка задачи.** Рассмотрим  $M$ -элементную линейную АР, состоящую из ненаправленных в горизонтальной плоскости АЭ и описанную в [13] (рис. 1). Случайный шаг АР  $d_m$  будем считать равномерно распределенным на интервале от  $\lambda/2$  до  $i\lambda/2$  ( $i > 1$ ). Очевидно, что среднее значение шага НЭАР  $d_{\text{ср}} = (i+1)\lambda/4$ , а соответствующий ему средний размер апертуры  $A_{\text{ср}} = (M-1)(i+1)\lambda/4$ , что увеличивает апертуру в  $(i+1)/2$  раз. Это неизбежно приведет к сужению главного лепестка ДН обратно пропорционально увеличению апертуры НЭАР и появлению увеличенных интерференционных БЛ в традиционной ДН. Пример модуля ДН для НЭАР с  $M = 16$  и  $i = 4$  приведен на рис. 2 сплошной линией. Сужение главного лепестка ДН не является недостатком НЭАР, а вот нерегулируемый рост БЛ приводит к негативным последствиям: возрастает вероятность аномальных ошибок при оценивании азимутальных координат целей и вероятность обнаружения ложных целей, что ухудшает тактико-технические характеристики РЛС в целом.

В качестве альтернативного метода обработки сигналов в НЭАР в [13] предложено использовать искусственно восстановленный с помощью обратного ДПФ сигнал виртуальной эквидистантной АР с последующим применением параметрического МБ. Основанный на моделях авторегрессии [17], в эквидистантном варианте МБ обладает высокой точностью и разрешающей способностью по оцениваемым параметрам [21–24], в качестве которого в данном случае рассматривается пространственная частота  $U$ . Основной задачей исследований в данной статье является качественный и количественный сравнительный анализ ХТ оценивания угловых координат целей модифицированного МБ, который позволит сделать выводы о его применимости в ДКМ РЛС.

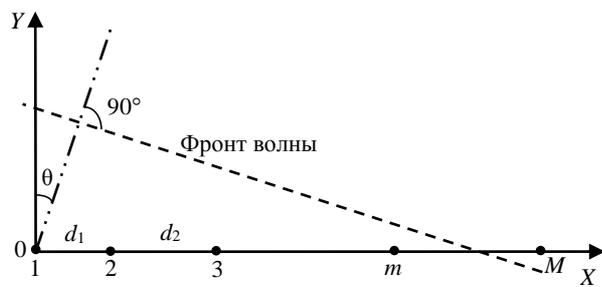


Рис. 1. Геометрические соотношения НЭАР

Fig. 1. Geometric relations of NUA

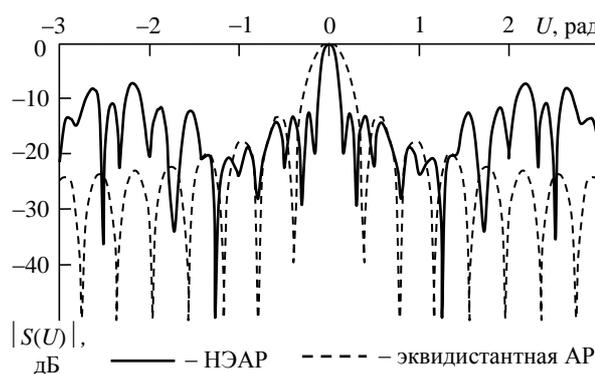


Рис. 2. Характеристики направленности НЭАР

Fig. 2. Directional characteristics of NUA

В загоризонтных ДКМ РЛС цели, отражающие зондирующие сигналы, находятся в дальней зоне антенного устройства, что позволяет считать фронт падающей волны плоским. Кроме того, зондирующие сигналы ДКМ РЛС являются узкополосными, не превышающими в силу большой загрузки коротковолнового диапазона нескольких десятков килогерц, что ограничивает разрешающую способность по дальности единицами километров [1]. При размерах апертуры НЭАР транспортируемой ДКМ РЛС в несколько сотен метров это позволяет анализировать и выполнять отдельно и в любой последовательности временную и пространственную составляющие когерентной обработки сигналов [13]. Невысокое разрешение по радиальной и продольной дальности, характерное для загоризонтных ДКМ РЛС, позволяет рассматривать воздушные и надводные цели как пространственно сосредоточенные или условно точечные, чьи линейные размеры существенно меньше геометрических размеров поверхностного элемента разрешения [3, 5].

При анализе ХТ оценивания угловых координат в плоскости азимутальных углов  $\theta$  будем считать АЭ слабонаправленными, что соответствует практике построения приемных АР в ДКМ-радиолокации [1, 3]. В этом случае направленные свойства АР будут в основном определяться множителем решетки [2], а АЭ с достаточной степенью точности можно считать изотропными в азимутальной плоскости. Тогда в передней полуплоскости для азимутальных углов  $\theta = \pm 90^\circ$  множитель решетки будет соответствовать ДН АР.

В качестве переменной при построении ДН рассматриваемой НЭАР удобней использовать нормированную к стандартному шагу  $d = \lambda/2$  про-

пространственную или угловую частоту  $U$ , определяемую в передней полуплоскости азимутальных углов  $\theta \in [-\pi/2; \pi/2]$  как

$$U = \pi \sin \theta; U \in [-\pi; \pi], \quad (1)$$

что обеспечивает однозначную взаимосвязь переменных  $U$  и  $\theta$  в передней полуплоскости. Заметим, что ДН АР  $S(U)$  в этом случае можно трактовать как оценку спектра пространственных частот [26].

Для всех анализируемых в статье методов оценку угловой частоты цели  $\hat{U}_ц$  будем определять по положению абсолютного максимума ДН  $S(U)$  на оси пространственных частот  $U$ :

$$U = \hat{U}_ц, \text{ если } S(\hat{U}_ц) = \max_U \{S(U)\}. \quad (2)$$

Для получения оценки азимута цели  $\hat{\theta}_ц$  необходимо выполнить обратное преобразование на основе (1):  $\hat{\theta}_ц = \arcsin(\hat{U}_ц/\pi)$ , где  $\hat{\theta}_ц \in [-\pi/2; \pi/2]$ .

Под ХТ будем понимать зависимость от входного ОСШ  $\sigma_{вх}^2$  дисперсии ошибки оценивания пространственной частоты  $\sigma_U^2 = |U_ц - \hat{U}_ц|^2$  дискретного сигнала АР  $V_ц(m)$ , отраженного одиночной точечной целью с пространственной частотой  $U_ц$ , при воздействии комплексного нормального некоррелированного по каналам приема аддитивного шума  $e(m)$  с нулевым средним значением. Поскольку оценки спектра пространственных частот как на основе ДПФ  $S_{ДПФ}(U)$ , так и на основе МБ  $S_{МБ}(U)$  являются несмещенными при воздействии одиночного сигнала  $V_ц(m)$ , такое определение ХТ является достаточным для сравнительного анализа точности угловых измерений в АР [16].

**Основные соотношения.** Пусть на АР поступает аддитивная смесь полезного сигнала  $V_ц(m)$  и шума  $e(m)$ :

$$y(m) = V_ц(m) + e(m); m = 1, 2, \dots, M, \quad (3)$$

где полезный сигнал после выполнения частотно-временной составляющей обработки по задержке и доплеровскому сдвигу частоты имеет вид

$$V_ц(m) = A_0 e^{j[x(m)U_ц + \varphi_0]}. \quad (4)$$

Здесь  $A_0$  – фиксированная амплитуда сигнала;  $x(m)$  – нормированная к шагу  $d = \lambda/2$  координата  $m$ -го АЭ по оси  $X$  (рис. 1);  $\varphi_0$  – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале  $[-\pi; \pi]$ . С целью упрощения последующих выкладок в дальнейшем положим в (4)  $A_0 = 1$ .

Согласованная пространственная обработка сигнала (3), оптимальная в случае одиночной цели, примет вид пространственного ДПФ [13]:

$$S_{ДПФ}(U) = \sum_{m=1}^M y(m) V^*(m) = \sum_{m=1}^M y(m) e^{-jx(m)U}, \quad (5)$$

где  $V^*(m) = e^{-jx(m)U}$  – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала вида (4) с единичной амплитудой, отличающаяся несущественным фазовым множителем  $e^{j\varphi_0}$ . Если в (5) положить  $e(m) = 0$  для всех  $m$ , то для эквидистантной АР с шагом  $d = \lambda/2$  получим известное выражение для ДН АР

$$S_{ДПФ}(U) = M \frac{\sin[M(U - U_ц)/2]}{\sin[(U - U_ц)/2]} \approx M \frac{\sin[M(U - U_ц)/2]}{(U - U_ц)/2}. \quad (6)$$

Модуль ДН вида (6) для эквидистантной АР с  $M = 16$  показан на рис. 2 штрихами. Как видно из сравнения с модулем ДН НЭАР, представленным там же сплошной линией, максимальные интерференционные БЛ выросли до уровня более  $-6.5$  дБ.

По-прежнему пренебрегая аддитивным шумом  $e(m)$  в (5), ДН для НЭАР со случайным шагом  $d_m$  будет определяться как

$$S_{НЭ}(U) = \sum_{m=1}^M e^{-jx(m)[U - U_ц]}. \quad (7)$$

Выражение (7) по сути является преобразованием Фурье от НЭ сигнала (4) с единичной амплитудой. Дальнейшие действия в соответствии с алгоритмом, разработанным в [13], предполагают выполнение обратного ДПФ от  $S_{НЭ}(U)$  вида (7), в результате которого получается восстановленный дискретный пространственный сигнал с эквидистантными отсчетами  $\tilde{y}(m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, L$ ,

который можно соотнести с некой виртуальной эквидистантной АР. Очевидно, что при случайном шаге  $d_m \geq \lambda/2$  размерность виртуальной АР  $L > M$ .

В силу обратимости прямого и обратного преобразований Фурье повторное преобразование Фурье от  $\tilde{y}(m)$  даст практически тот же результат, что и (5):

$$S_{\text{ДПФ}}(U) \approx \sum_{m=1}^L \tilde{y}(m) \tilde{V}^*(m) = \sum_{m=1}^L \tilde{y}(m) e^{-j(m-1)U},$$

где  $\tilde{V}^*(m) = e^{-jx(m)U} = e^{-j(m-1)U}$  ( $m=1, 2, \dots, L$ ), как и в (5), – комплексно-сопряженная копия виртуального эквидистантного опорного сигнала. Знак приближенного равенства обусловлен нецелым числом полувольт, приходящихся на апертуру НЭАР, в отличие от апертуры виртуальной эквидистантной АР, которая при обратном ДПФ всегда кратна целому числу полувольт. В связи с этим реальная апертура, как правило, незначительно превышает виртуальную:

$$M \sum_{m=1}^{M-1} d_m - (L-1)(\lambda/2) \leq \lambda/2,$$

но это отличие несущественно при  $M \gg \lambda/2$ . В частности, при  $M = 16$  и равномерном распределении шага НЭАР в пределах  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  отклонение ДН виртуальной АР в области БЛ не превышает 3 % [13].

Дальнейшие шаги модернизированного алгоритма пространственной обработки предполагают замену традиционного ДПФ на параметрический алгоритм Берга, в основе которого лежит использование авторегрессионной модели конечного порядка  $K$  для описания виртуального дискретного сигнала  $\tilde{y}(m)$  [24]:

$$\tilde{y}(m) = - \sum_{k=1}^K a_k \tilde{y}(m-k), \quad (8)$$

где  $a_k$  – параметры авторегрессионной модели, определяемые в общем случае решением известной системы уравнений Юла–Уолкера [22], в основе которой лежит оценка автокорреляционной матрицы сигнала  $\tilde{y}(m)$  при  $m \in [1; L]$ . В качестве

критерия при нахождении параметров  $a_k$  используется минимизация суммарной мощности ошибки предсказания, составляющие которой определяются для каждого отсчета  $m$  как

$$p_m = \frac{1}{L-K} \sum_{m=1}^{L-K} |\tilde{y}(m) - \hat{y}(m)|^2, \quad (9)$$

где предсказанное значение сигнала  $\hat{y}(m)$  находится на основании (8):

$$\hat{y}(m) = - \sum_{k=1}^K a_k \tilde{y}(m-k). \quad (10)$$

В рекуррентном варианте МБ [21] для повышения надежности оценок спектральной плотности мощности используется предсказание виртуального сигнала (10) как "вперед", так и "назад", что обеспечивается простой заменой  $m$  на  $(L-m)$  и комплексным сопряжением параметров авторегрессионной модели  $a_k^*$ .

По найденным параметрам  $a_k$ , где  $k \in [1; K]$ , можно построить оценку спектральной плотности мощности (СПМ) по методу Берга  $|S_B(U)|^2$  в базисе нормированных пространственных частот  $U$  вида (1):

$$|S_B(U)|^2 = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-jUk\} \right|^2}, \quad (11)$$

где  $P_K$  – суммарная мощность ошибки предсказания, полученная на основе (9) и (10) для модели порядка  $K$  при предсказании в прямом и обратном направлениях (убывания и нарастания дискретной переменной  $m$ ).

При построении ХТ моделировалось нормальное падение на НЭАР единичного пространственно сосредоточенного сигнала с плоским фронтом и фиксированной амплитудой. Пространственная обработка на основе модифицированного метода Берга выполнялась на фоне нормального пространственно некоррелированного комплексного шума с нулевым средним и равными дисперсиями реальной и мнимой составляющих:  $\sigma_{\text{Re}}^2(m) = \sigma_{\text{Im}}^2(m) = \sigma_{\text{ш}}^2 = \text{const}$  для всех  $m$ . Тогда мощность входного шума в каждом канале приема  $P_{\text{ш}} = 2\sigma_{\text{ш}}^2$ , а входное ОСШ по мощ-

ности при единичной амплитуде полезного сигнала  $q_{\text{ВХ}}^2 = 1 / (2\sigma_{\text{Ш}}^2)$ .

В соответствии с (2) оценку пространственной частоты полезного сигнала  $\hat{U}_{\text{Ц}}$  определим как абсолютный максимум СПМ вида (11). Для получения оценки дисперсии ошибки измерения частоты полезного сигнала  $\hat{\sigma}_{\hat{U}}^2$  в каждой точке ХТ при фиксированном значении ОСШ  $q_{\text{ВХ}}^2$  использовалось компьютерное статистическое моделирование работы модифицированного МБ и стандартный пакет MatLab. При  $N$ -кратном повторе однотипных экспериментов с независимыми реализациями шума  $e(m)$  оценка дисперсии ошибки измерения пространственной частоты примет вид

$$\hat{\sigma}_{\hat{U}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |U_{\text{Ц}} - \hat{U}_{\text{Ц}}(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\hat{U}_{\text{Ц}}(n)|^2; \quad (12)$$

$$U_{\text{Ц}} = 0; \quad q_{\text{ВХ}}^2 = \text{const},$$

что соответствует нормальному падению полезного сигнала на линию апертуры АР.

Для  $M$ -элементной эквидистантной линейной АР с шагом  $d = \lambda/2$  нахождение абсолютного максимума ДН, полученной на основании ДПФ, соответствует асимптотически оптимальной оценке максимального правдоподобия (МП). В этом случае известный предел Крамера–Рао для дисперсии оценки частотного параметра имеет вид [27]

$$\sigma_{\text{КР}}^2 = \frac{6}{q_{\text{ВХ}}^2 M (M^2 - 1)}. \quad (13)$$

Аналогичный асимптотический предел теоретически получен для параметрических алгоритмов, основанных на моделях авторегрессии (МА) [27]. При анализе комплексных данных для порядков модели авторегрессии  $K$  асимптотический предел имеет вид

$$\sigma_{\text{МА}}^2 = \frac{1}{q_{\text{ВХ}}^2 K (M - K)^2}. \quad (14)$$

Из (13) и (14) непосредственно следует, что асимптотический предел для МА минимален при  $K = M/3$  и превышает предел Крамера–Рао не более, чем на 0.5 дБ. Это позволяет рассматри-

вать методы, основанные на МА, как асимптотически субоптимальные в задачах измерения пространственной частоты сигналов. Выражение (14) можно использовать как асимптотический предел и для МБ, однако при рекуррентном алгоритме расчета параметров модели авторегрессии  $a_k$  реальные ХТ рекуррентного МБ не всегда достигают расчетных асимптот [26].

**Основные результаты.** Анализ ХТ модифицированного МБ для НЭАР проводился для трех вариантов равномерного распределения случайного шага расположения АЭ: слабой неэквидистантности при  $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$ , средней неэквидистантности при  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  и сильной неэквидистантности при  $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$ . На рис. 3 представлены ХТ в виде зависимости оценок дисперсии ошибки измерения пространственной частоты  $\hat{\sigma}_{\hat{U}}^2$  от входного ОСШ  $q_{\text{ВХ}}^2$  для эквидистантной АР с шагом  $d = \lambda/2$  (рис. 3, а) и НЭАР со случайным равномерно распределенным шагом  $d$ : от  $\lambda/2$  до  $\lambda$  (рис. 3, б); от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$  (рис. 3, в); от  $\lambda/2$  до  $3\lambda$  (рис. 3, г). ХТ модифицированного МБ строились методом статистического моделирования при  $N = 10^4$  в соответствии с (12) для порядков авторегрессионной модели  $K = 2$  (пунктир),  $K = 4$  (штрихпунктир) и  $K = 6$  (сплошная линия). Штриховой линией на всех рисунках приведены ХТ асимптотически оптимальной оценки МП, с которой сопоставлялись ХТ модифицированного МБ. Теми же линиями, что и ХТ АР, на рис. 3 приведены асимптотические пределы, вычисленные по (13) и (14). При этом асимптотические пределы для ХТ МБ в случае НЭАР вычислялись по (14) при увеличенном числе АЭ виртуальной АР  $L > M$ , поэтому на рис. 3, б–г они оказываются ниже асимптотических пределов Крамера–Рао, вычисленных для эквидистантного случая при  $M = 16$ .

Как видно из приведенных на рис. 3 графиков, у всех ХТ выделяются 3 области: область аномальных ошибок, соответствующая низким значениям ОСШ, область асимптотического приближения к нижним границам, соответствующая высоким значениям ОСШ, и находящаяся между ними переходная область, или область отсечки [27]. Поскольку модифицированный МБ предполагается

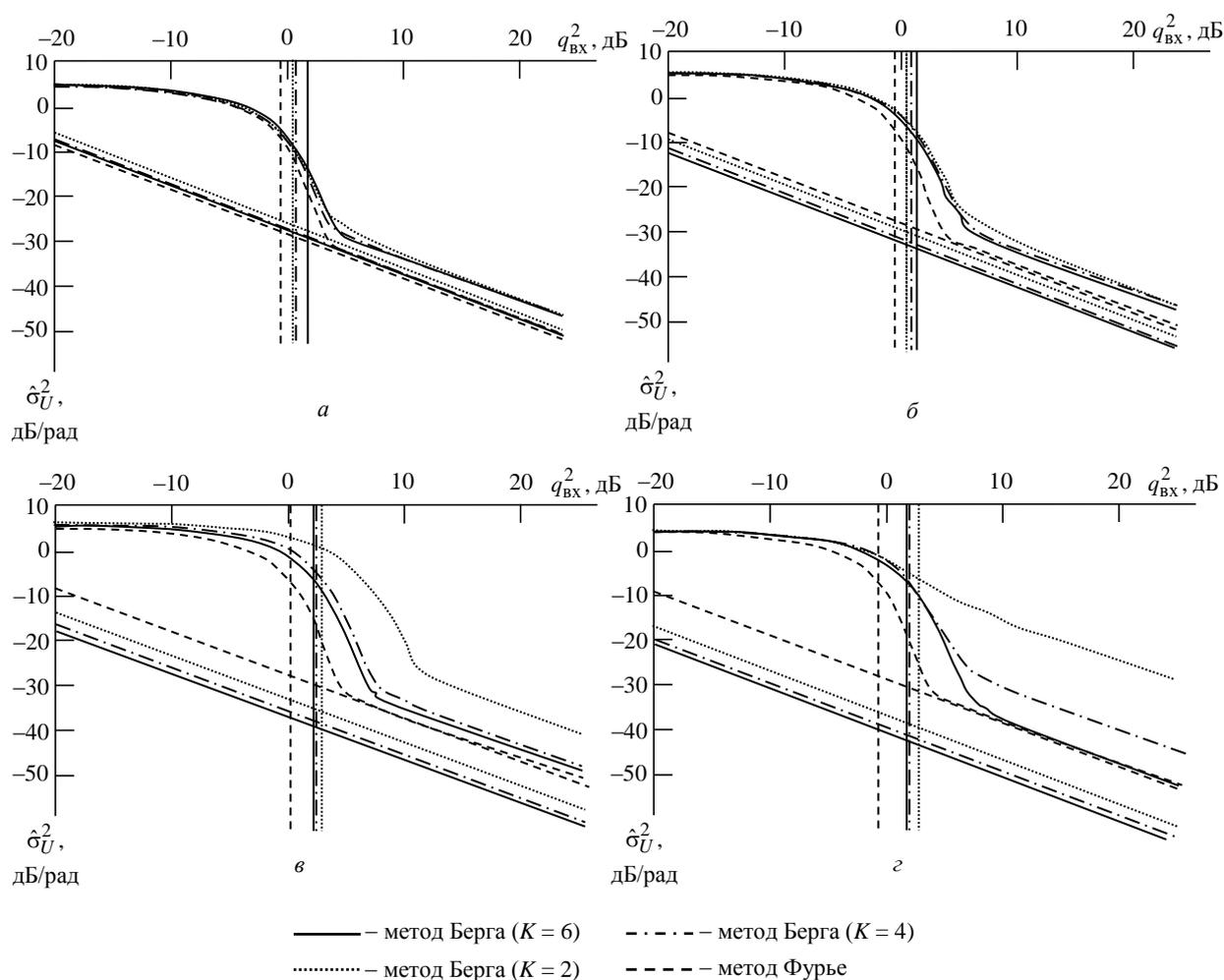


Рис. 3. Характеристики точности АР:  
 а – эквидистантная АР; б – НЭАР, шаг  $d$  от  $\lambda/2$  до  $\lambda$ ;  
 в – НЭАР, шаг  $d$  от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$ ; г – НЭАР, шаг  $d$  от  $\lambda/2$  до  $3\lambda$

Fig. 3. Accuracy characteristics of the AAs:  
 а – uniform AA; б – NUA, step  $d$  from  $\lambda/2$  to  $\lambda$ ;  
 в – NUA, step  $d$  from  $\lambda/2$  to  $2\lambda$ ; г – NUA, step  $d$  from  $\lambda/2$  to  $3\lambda$

использовать в ДКМ РЛС как совместный алгоритм обнаружения и оценивания, то интервал рабочих значений ОСШ  $q_{\text{BX}}^2$  для ХТ может быть выбран исходя из требуемых минимальных (пороговых) значений вероятности правильного обнаружения  $D$  на основе характеристик обнаружения, полученных в [13]. Для рассматриваемой НЭАР с числом АЭ  $M = 16$  при  $D \geq 0.8$  это соответствует  $q_{\text{BX}}^2 > 3$  дБ для случайного шага  $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$  при порядке модели  $K \geq 4$ ,  $q_{\text{BX}}^2 > 4$  дБ для  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  при  $K \geq 4$  и  $q_{\text{BX}}^2 > 5$  дБ для  $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$  при  $K = 6$ . Для наглядности на рис. 3 вертикальными линиями того же вида, что

и сами ХТ, приведены значения ОСШ  $q_{\text{BX}}^2$ , соответствующие вероятности правильного обнаружения  $D = 0.8$ .

Сопоставление ХТ модифицированного МБ, полученных для НЭАР со слабой (рис. 3, б), средней (рис. 3, в) и сильной (рис. 3, г) разреженностями, и ХТ оценок МП, полученных на основе ДПФ для эквидистантной АР, показывает, что с увеличением разреженности НЭАР ХТ МБ сдвигаются вправо, в область больших значений ОСШ. При этом ХТ МБ при низких порядках модели становятся неудовлетворительными, в первую очередь, за счет увеличения области отсечки и утраты свойства асимптотического приближения. В то же время, при оптимальном порядке модели авторе-

грессии  $K \approx M/3$  проигрыш во входном ОСШ для области отсечки и области асимптотического приближения не превышает 3 дБ. Более того, ХТ сильно разреженной НЭАР (см. рис. 3, з) асимптотически приближаются к границам, полученным для ХТ МП при эквидистантном расположении АЭ в АР. Это позволяет рассматривать модифицированный МБ как асимптотически субоптимальный алгоритм оценивания пространственных частот в НЭАР. Следует отметить, что асимптотические границы вида (14), вычисленные для виртуальной АР с числом АЭ  $L > M$ , не достигаются реальными ХТ модифицированного МБ.

**Выводы.** Показана возможность субоптимального оценивания пространственных частот в НЭАР со случайным шагом расположения АЭ в пределах от  $\lambda/2$  до нескольких  $\lambda$  за счет искусственного восстановления (синтезирования) сигнала виртуальной эквидистантной АР и последующего использования синтезированного эквидистантного сигнала в качестве входного для рекуррентного МБ, основанного на авторегрессионных моделях с конечным числом варьируемых параметров.

Для НЭАР со слабой, средней и сильной разреженностями получены ХТ и оценены потери во входном ОСШ по сравнению с ХТ асимптотически оптимальных оценок МП, построенными для эквидистантного расположения АЭ приемной АР. Полученные результаты позволяют считать модифицированный МБ асимптотически субоптимальным в задаче оценивания пространственных частот отраженных сигналов приемной НЭАР транспортируемой ДКМ РЛС. Как показало статистическое моделирование, точность измерения угловых параметров МБ возрастает с ростом порядка модели и максимально приближается к пределу Крамера–Рао при  $K = M/3$ .

Разработанный и исследованный в статье модифицированный МБ можно рекомендовать как самостоятельный алгоритм совместного обнаружения и оценивания пространственных частот отраженных сигналов при случайных вариациях шага НЭАР в пределах от  $\lambda/2$  до  $3\lambda$ , что приемлемо для оперативно развертываемых транспортируемых ДКМ РЛС поверхностных волн.

## Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 680 с.
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / Я. Д. Ширман, Ю. И. Лосев, Н. Н. Минервин и др.; под ред. Я. Д. Ширмана. М.: ЗАО "МАКВИС", 1998. 828 с.
3. Алебастров В. А., Гойхман Э. Ш., Заморин И. М. Основы загоризонтной радиолокации / под ред. А. А. Колосова. М.: Радио и связь, 1984. 256 с.
4. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems // *Europ. J. of Navigation*. 2009. Vol. 7, № 2. P. 1–7.
5. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, А. В. Безуглов и др.; под общ. ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.
6. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов и др.; под ред. Т. Ф. Шпагина. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1991. 544 с.
7. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 671 с.
8. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
9. Орошук И. М., Сучков А. Н., Василенко А. М. Мониторинг состояния морской поверхности корреля-

ционным пространственным фильтром декаметрового диапазона // *Горный инф. анал. бюл. Науч.-техн. журн. (спец. вып.)*. 2014. № S12-3. С. 77–87.

10. Орошук И. М., Сучков А. Н. Возможности применения нелинейных цифровых антенных решеток в декаметровом диапазоне // *Вестн. инженерной школы ДВФУ*. 2015. № 2 (23). С. 17–26.

11. Эйбус А., Анпилогов В. Неэквидистантная антенная решетка с низким уровнем боковых лепестков. URL: <http://lib.tsonline.ru/articles2/sputnik/neekvidistantnaya-antennaya-reshetka-s-nizkim-urovнем-bokovyh-lepestkov> (дата обращения 16.03.2021)

12. Федосеева Е. В., Тарасов А. А. Исследование метода синтеза неэквидистантной равноамплитудной антенной решетки // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2011. № 3. С. 4–8.

13. Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровой радиолокационной станции // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

14. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

15. Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / под ред. С. Е. Фальковича. М.: Радио и связь, 1989. 293 с.

16. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. Вып. 26. 264 с.
17. Кутузов В. М. Авторегрессионная обработка сигналов в квазиконформных кусочно-непрерывных антенных решетках // Изв. вузов. Электроника. 2001. № 4. С. 93–100.
18. Kutuzov V. M. Space-Time Data Processing with Breaks Based on the Parametric Models // Proc. Intern. Radar Symp. IRS-2004., Poland / Warsaw University of Technology. Warszawa, 19–21 May 2004. P. 391–399.
19. Кутузов В. М., Сотников А. А. Модельно-параметрические технологии обработки данных с разрывами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. № 2. С. 3–10.
20. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna // Proc. Intern. Radar Symp. IRS-2005, Berlin, Germany, 6–8 Sept. 2005 / German Institute of Navigation. Berlin, 2005. P. 589–592.
21. Хайкин С. О., Карри Б. У., Кеслер С.Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 51–62.
22. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. О. И. Хабарова. М.: Мир, 1990. 584 с.
23. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1988. 543 p.
24. Haykin S. O. Adaptive Filter Theory / 4<sup>th</sup> ed. Upper Saddle River. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 2002. 936 p.
25. Горбунов Ю. Н., Лобанов Б. С., Куликов Г. В. Введение в стохастическую радиолокацию. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 376 с.
26. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов. Характеристики точности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 3. С. 53–59.
27. Lang S. W., McClellan J. M. Frequency estimation with maximum entropy spectral estimators // IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing. 1980. Vol. 28, iss. 6. P. 716–724. doi: 10.1109/TASSP.1980.1163467

### Информация об авторах

**Кутузов Владимир Михайлович** – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем, президент Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 270 научных и учебно-методических публикаций в отечественных и зарубежных изданиях, в том числе двух монографий, 12 авторских свидетельств и патентов. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия  
E-mail: vmkutuzov@etu.ru  
<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

**Овчинников Михаил Александрович** – магистр по направлению "Радиотехника" (2019), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 5 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия  
E-mail: mixovchinnikov@list.ru  
<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>

**Виноградов Евгений Алексеевич** – доктор технических наук (2017), научный сотрудник кафедры электротехники факультета инженерно-технических наук Левенского католического университета Бельгии (KU Leuven). Автор более 20 научных публикаций в международных журналах и на конференциях. Сфера научных интересов – моделирование распространения радиоволн, многоантенные системы, а также средства обнаружения и связи с беспилотными летательными аппаратами.

Адрес: Левенский католический университет, Левен, Замковый парк Аренберг, 10, 3001, Бельгия  
Email: evgenii.vinogradov@kuleuven.be  
<https://orcid.org/0000-0002-4156-0317>

## References

1. Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. Ed. 2. tr. from eng. V. S. Verbi. M., *Tehnosfera*, 2015, 680 p. (In Russ.)
2. Shirman Ja. D., Losev Ju. I., Minervin N. N., Moskvina S. V., Gorshkov S. A., Lihovitskij D. I., Levchenko L. S. *Radioelektronnyye sistemy: osnovnyye postroeniya i teoriya. Spravochnik* [Radioelectronic systems: foundations of construction and theory. Directory]. M., ZAO "MAKVIS", 1998, 828 p. (In Russ.)
3. Alebastrov V. A., Gojzman Je. Sh., Zamorin I. M. *Osnovy zagorizontnoj radiolokacii* [The basics of over-the-horizon radar]. M., *Radio i svjaz'*, 1984, 257 p. (In Russ.)
4. Dzvonkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems. *Eur. J. of Navigation*. Aug., 2009, vol. 7, no. 2, pp. 1–7.
5. Kutuzov V. M., Barhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Konovalov A. A. *Osnovy proektirovaniya mnogopozitsionnykh dekametrovykh RLS prostranstvennoj volny* [Design fundamentals for multi-position decimeter skywave radars]. SPb, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2012, 191 p. (In Russ.)
6. Zhuravlev A. K., Hlebnikov V. A., Radimov A. P. *Adaptivnyye radiotekhnicheskie sistemy s antennymi reshetkami* [Adaptive radio systems with antenna arrays]. L.: *Izd-vo Leningradskogo universiteta*, 1991, 544 p. (In Russ.)
7. Skolnik M. I. Radar Handbook, Third Edition. Ed. 1. tr. from eng. V. S. Verbi. M., *Tehnosfera*, 2015, 671 p. (In Russ.)
8. Karavaev V. V., Sazonov V. V. *Statisticheskaja teorija passivnoj lokacii* [Statistical theory of passive location]. M., *Radio i svjaz'*, 1987, 240 p. (In Russ.)
9. Oroshhuk I. M., Suchkov A. N., Vasilenko A. M. Monitoring of the sea surface correlation spatial filter decimeter range. Mining information and analytical bulletin (scientific and technical journal). Selected articles (special issue). 2014, iss. S12-3, pp. 77–87. (In Russ.)
10. Oroshhuk I. M., Suchkov A. N. Possibilities of using nonlinear digital antenna arrays in the decimeter range. *Vest. inzhenernoj shkoly DVFU* [FEFU Engineering School Bulletin]. 2015, no. 2 (23), pp. 17–26. (In Russ.)
11. Eydus A., Anpilogov V. A non-equidistant antenna array with a low level of side lobes. Available at: <http://lib.tssonline.ru/articles2/sputnik/neekvidistantnaya-antennaya-reshetka-s-nizkim-urovнем-bokovyh-lepestkov> (accessed 16.03.2021) (In Russ.)
12. Fedoseeva E. V., Tarasov A. A. Research of a method of synthesis unequally spaced and with identical amplitude antenna array. *Radiotekhnicheskie i telekommunikacionnyye sistemy* [Radio engineering and telecommunication systems]. 2011, no. 3, pp. 4–8. (In Russ.)
13. Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decimeter Range Radar. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58 (In Russ.)
14. Chernjak V. S. *Mnogopozitsionnaja radiolokacija* [Multiposition radar]. M., *Radio i svjaz'*. 1993, 416 p. (In Russ.)
15. Fal'kovich S. E., Ponomarev V. I., Shkvarko Yu. V. *Optimal'nyj priem prostranstvenno-vremennykh signalov v radiokanalakh s rassejaniem* [Optimal reception of space-time signals in radio channels with scattering]. Ed. S. E. Fal'kovich. M., *Radio i svjaz'*, 1989, 296 p. (In Russ.)
16. Trifonov A. P., Shinakov Ju. S. *Sovmestnoe razlichenie signalov i ocenka ih parametrov na fone pomех* [Joint discrimination of signals and assessment of their parameters against the background of interference]. M., *Radio i svjaz'*, 1986, vol. 26, 264 p. (In Russ.)
17. Kutuzov V. M. Autoregressive signal processing in quasiconformal piecewise continuous antenna arrays. *J. of the Russian Universities. Electronics*, 2001, no. 4, pp. 93–100. (In Russ.)
18. Kutuzov V. M. Space-Time Data Processing with Breaks Based on the Parametric Models. Proc. Internat. Radar Symp. IRS-2004, 19–21 May 2004, Warszawa, Poland. Warsaw University of Technology. P. 391–399.
19. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-parametric technologies of discontinuous data processing. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2005, no. 2, pp. 3–10 (In Russ.)
20. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna. Proc. Intern. Radar Symp. IRS-2005, Berlin, Germany, 6–8 Sept., 2005. German Institute of Navigation, 2005, pp. 589–592.
21. Hajkin S. O., Karri B. U., Kesler S. B. Maximum Entropy Spectral Analysis of Radar Clutter. *TIER*. 1982, vol. 70, no. 9, pp. 51–62 (In Russ.)
22. Marple Jr. S. L. Digital spectral analysis: with applications. Ed. O. I. Habarov. M., *Mir*, 1990, 584 p. (In Russ.)
23. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1987, 543 p.
24. Haykin S. O. Adaptive Filter Theory. 4<sup>th</sup> ed. Upper Saddle River. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., 2002, 936 p.
25. Gorbunov Ju. N., Lobanov B. S., Kulikov G. V. *Vvedenie v stohasticheskuyu radiolokaciju* [An introduction to stochastic radar]. M., *Gorjachaja linija – Telekom*, 2015, 376 p. (In Russ.)
26. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: accuracy characteristics. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2012, no. 3, pp. 53–59 (In Russ.)
27. Lang S. W., McClellan J. M. Frequency estimation with maximum entropy spectral estimators. *IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing*. 1980, vol. 28, iss. 6, pp. 716–724. doi: 10.1109/TASSP.1980.1163467

### Information about the authors

**Vladimir M. Kutuzov**, Dr. Sci (Eng.) (1997), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems, President of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Authored more than 270 scientific and educational publications in Russian and foreign magazines, including 2 monographs, 12 author's certificates and patents. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

**Mihail A. Ovchinnikov**, Master in Specialty "Radio Engineering" (2019, Saint Petersburg Electrotechnical University), postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, authored of 5 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>

**Evgenij A. Vinogradov**, Dr. Sci (Eng.) (2017), research associate of electrical engineering department (ESAT) at KU Leuven (Belgium). His doctoral research interests focused on multidimensional radio propagation channel modeling. He has authored over 20 publications in major academic journals and conferences. Area of expertise: MIMO systems, wireless communications with UAVs, UAV detection.

Address: KU Leuven, 10 Kasteelpark Arenberg, 3001 Leuven, Belgium

Email: evgenii.vinogradov@kuleuven.be

<https://orcid.org/0000-0002-4156-0317>

---