

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58>

## Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровый радиолокационной станции

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.** Рассматривается возможность применения модифицированных параметрических методов пространственной обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке (НЭАР) приемной позиции транспортируемой загоризонтной (ЗГ) радиолокационной станции (РЛС) декаметрового (ДКМ) диапазона, предназначенной для всепогодного дистанционного мониторинга шельфовой зоны. При оперативном развертывании ДКМ РЛС на неподготовленном побережье часто возникают проблемы эквидистантного расположения антенных элементов (АЭ). В случае неэквидистантного расположения АЭ при согласованной пространственной обработке в диаграмме направленности (ДН) возникают интерференционные боковые лепестки, уровень которых может существенно превышать допустимый или расчетный для эквидистантной АР. Известной альтернативой согласованной обработке являются параметрические методы спектрального анализа, основанные на применении моделей с конечным числом параметров, однако их прямое применение требует эквидистантной выборки пространственного сигнала.

**Цель работы.** Целью исследований является разработка и анализ метода параметрической обработки пространственных сигналов НЭАР, АЭ которой расположены на линии со случайным шагом в пределах от  $\lambda/2$  до нескольких  $\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны ДКМ РЛС.

**Материалы и методы.** При построении характеристик обнаружения (ХО) использовалось компьютерное моделирование в среде MatLab, достоверность которого подтверждалась построением известных и теоретически рассчитанных ХО.

**Результаты.** Разработан метод, включающий в себя процедуру восстановления (синтезирования) искусственного сигнала эквидистантной АР с последующим применением параметрического алгоритма Берга для получения оценки углового спектра пространственных частот. Для доказательства применимости параметрического метода обработки сигналов НЭАР в задаче обнаружения локационных сигналов были получены ХО, которые сравнивались с оптимальными.

**Заключение.** Полученные результаты доказали субоптимальность параметрического метода обработки сигналов в НЭАР при случайном шаге расположения АЭ в пределах от  $\lambda/2$  до  $3\lambda$ , что позволяет рекомендовать его для применения в транспортируемых ДКМ РЛС.

**Ключевые слова:** загоризонтная радиолокация, декаметровый диапазон, неэквидистантная антенная решетка, параметрические методы, пространственная обработка сигналов, диаграмма направленности, спектр пространственных частот, характеристики обнаружения

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

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

Статья поступила в редакцию 16.10.2020; принята к публикации после рецензирования 20.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



## Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar

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.** The possibility of application of modified parametric methods of spatial signal processing in a sparse antenna array (SEAA) of the receiving position of transportable over-the-horizon decameter range radar (DRR) intended for all-weather remote monitoring of the shelf zone is considered in this paper. With an operational deployment of DRR on unprepared coast, problems of the equidistant location of antenna elements (AEs) often arise. In the case of nonequidistant AEs location and matched spatial processing, antenna pattern has interference sidelobes, which level can significantly exceed the allowable or calculated one for an equidistant AA. A well-known alternative to matched processing are parametric methods of spectral analysis based on the using of models with a finite number of parameters, but their direct application requires an equidistant sampling of the spatial signal.

**Aim.** The aim of the research is to develop and analyze the method of parametric processing of spatial signals of the SEAA which AEs are located on the line with a random step in the range from  $\lambda/2$  to several  $\lambda$ , where  $\lambda$  is the DRR wavelength.

**Materials and methods.** To construct the detection characteristics (DC) computer modeling in the MatLab environment, the reliability of which was confirmed by the construction of known and theoretically calculated DC, was used.

**Results.** The developed method includes a procedure of restoring (synthesizing) of artificial signal of equidistant AA with subsequent application of Burg parametric algorithm to obtain an estimate of the angular spatial frequency spectrum. To prove the applicability of the parametric method of SEAA signals processing in the case of location signals detecting, DC were obtained and compared with optimal ones.

**Conclusions.** The obtained results have proved the suboptimality of the parametric method of SEAA signal processing at the random AEs spacing step lying in the range from  $\lambda/2$  to  $3\lambda$ , what makes it possible to recommend it for using in transportable DRRs.

**Keywords:** over-the-horizon radiolocation, decameter range, sparse antenna array, parametric methods, spatial signal processing, antenna pattern, spatial frequency spectrum, detection characteristics

**For citation:** 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 Decameter Range Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 16.10.2020; accepted 20.11.2020; published online 29.12.2020

**Введение.** Теория и практика применения транспортируемых и стационарных ЗГ РЛС ДКМ-диапазона радиоволн описаны в целом ряде работ [1–8] и доступны в интернет-ресурсах<sup>1</sup>. Одной из проблем при оперативном развертывании береговых передислоцируемых многопозиционных

ДКМ РЛС или их приемных позиций является размещение полотна приемной АР на неподготовленной береговой линии [8]. В этом случае часто не представляется возможным эквидистантное расположение на прямой линии АЭ приемной АР. Неэквидистантное расположение АЭ делает непри-

<sup>1</sup> <https://web.archive.org/web/20131030200208/http://niidar.ru/item33/>  
[http://www.codar.com/SeaSonde\\_Remote-Unit.shtml](http://www.codar.com/SeaSonde_Remote-Unit.shtml)

[http://wera.cen.uni-hamburg.de/WERA\\_Guide/WERA\\_Guide.shtml](http://wera.cen.uni-hamburg.de/WERA_Guide/WERA_Guide.shtml)

годной традиционную согласованную обработку сигналов в АР из-за возникновения повышенных интерференционных боковых лепестков (БЛ). Компромиссным решением является разбиение полотна АР на отдельные сегменты разного размера, но с эквидистантным расположением АЭ внутри сегментов [9]. При этом результирующая ДН формируется как некогерентная сумма ДН отдельных сегментов. Это приводит к естественному расширению главного лепестка ДН и ухудшению разрешающей способности, поэтому для повышения углового разрешения в отдельных сегментах используются параметрические алгоритмы с повышенным разрешением [10]. Тем не менее, такое решение не всегда позволяет получить потенциально возможные показатели качества работы РЛС, к которым относятся характеристики обнаружения, точности, помехоустойчивости и углового разрешения [11–13].

Спецификой применения ДКМ-диапазона волн в радиолокации является нестационарность внешнего шумового фона, существенно превышающего собственные шумы приемной аппаратуры [3]. Поэтому к алгоритмам обработки сигналов в ДКМ РЛС предъявляются требования обеспечения постоянного уровня ложных тревог, не зависящего от мощности внешнего шума, воздействующего на приемную АР [8].

Целью исследований, описываемых в данной статье, являются разработка алгоритма пространственной обработки сигналов в линейной НЭАР, основанного на искусственном восстановлении (синтезе) принимаемого пространственного сигнала в пределах апертуры виртуальной эквидистантной АР с последующим вычислением ДН с помощью параметрических методов, в основе которых лежат математические модели авторегрессии с конечным числом варьируемых параметров [10]. Основной задачей исследований является анализ ХО разработанного параметрического алгоритма пространственной обработки, играющих роль показателей качества в приложении к приемной АР ДКМ РЛС. Результаты сравниваются с эквивалентной по числу АЭ эквидистантной АР с шагом  $d = \lambda/2$ , где  $\lambda$  – длина волны несущего колебания РЛС. В качестве базы для сравнительного анализа ХО выбран традиционный алгоритм на

основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), используемый для многолепесткового формирования ДН в фазированных АР. Заметим, что ДПФ в этом случае реализует согласованную пространственную обработку в базисе пространственных частот  $U = \pi \sin(\theta)$ , где  $\theta$  – азимутальный угол, а при единственном сигнале и нормально распределенном дельта-коррелированном по АЭ аддитивном шуме становится оптимальным алгоритмом в задаче обнаружения сигнала и асимптотически оптимальным в задаче оценивания его углового параметра  $\theta$ . Полученные характеристики для НЭАР сравниваются с аналогичными характеристиками параметрического авторегрессионного алгоритма, применяемого для пространственной обработки в линейной эквидистантной АР. Известно, что параметрические алгоритмы, основанные на моделях авторегрессии, в этом случае могут быть субоптимальными в широком диапазоне значений числа АЭ  $M$  и обеспечивать постоянную частоту ложной тревоги [8].

**Формулировка задачи.** Рассмотрим линейную АР, состоящую из  $M$  ненаправленных в азимутальной плоскости АЭ. Предположим шаг АР  $d_m$  случайным и равномерно распределенным на интервале от  $d_m = \lambda/2$  до  $d_m = N\lambda/2$ , где  $N \geq 1$ , тогда среднее значение шага НЭАР  $d_{cp} = (N+1)\lambda/4$ , а средняя длина апертуры  $A_M = (M-1)(N+1)\lambda/4$ . При длине волны ДКМ РЛС  $\lambda = 20$  м и числе АЭ  $M = 16$  варьирование шага с коэффициентом 4 приведет к увеличению реальной апертуры АР с 150 м в эквидистантном случае до 375 м в среднем для НЭАР, что неизбежно вызовет появление интерференционных БЛ и сужение главного лепестка ДН в среднем в 2.5 раза.

Принимаемые сигналы будем считать узкополосными в пространственно-временном смысле, что позволяет независимо рассматривать и самостоятельно, в любой последовательности, реализовывать временную и пространственную составляющие обработки локационных сигналов<sup>2</sup>. Будем также считать источник вторичного излучения отраженного сигнала достаточно удаленным от приемной позиции, что позволяет полагать фронт падающей волны плоским.

<sup>2</sup> Кутузов В. М., Коновалов А. А., Михайлов В. Н. Морская радиолокация. Конспект лекций / под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 146 с.

Характеристики направленности разрабатываемого и сравниваемого алгоритмов будем рассматривать как множитель АР в азимутальной полуплоскости углов  $\theta = \pm 90^\circ$ , что при ненаправленных АЭ соответствует ее ДН. В качестве переменной при построении ДН возьмем пространственную частоту  $U$ , определяемую как [9]

$$U = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta). \quad (1)$$

При постоянном шаге АР  $d = \lambda/2$  пространственная частота  $U = \pi \sin(\theta)$  может изменяться в пределах интервала  $U = \pm \pi$  рад, что упрощает и делает удобным для получения ДН применение цифровых алгоритмов спектрального оценивания, например ДПФ. При этом переменные  $U$  и  $\theta$  однозначно связаны в пределах передней полуплоскости азимутальных углов  $\theta = \pm 90^\circ$ .

Совместим линию апертуры АР с осью  $X$ , а первый АЭ ( $m = 1$ ) с началом декартовой системы координат  $XOY$  (рис. 1). Расстояние между соседними АЭ обозначим как  $d_m$ , а координату точки  $m$  на оси  $X$  как

$$x_m = \sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}, \quad d_0 = 0. \quad (2)$$

Рассмотрим вначале эквидистантную АР, элементы которой расположены на оси  $x$  с шагом  $d = \lambda/2$ . Входной полезный сигнал  $m$ -го АЭ в части, касающейся пространственной обработки, запишем в виде

$$V(m) = A_0 e^{-j[(m-1)U + \varphi_0]}, \quad (3)$$

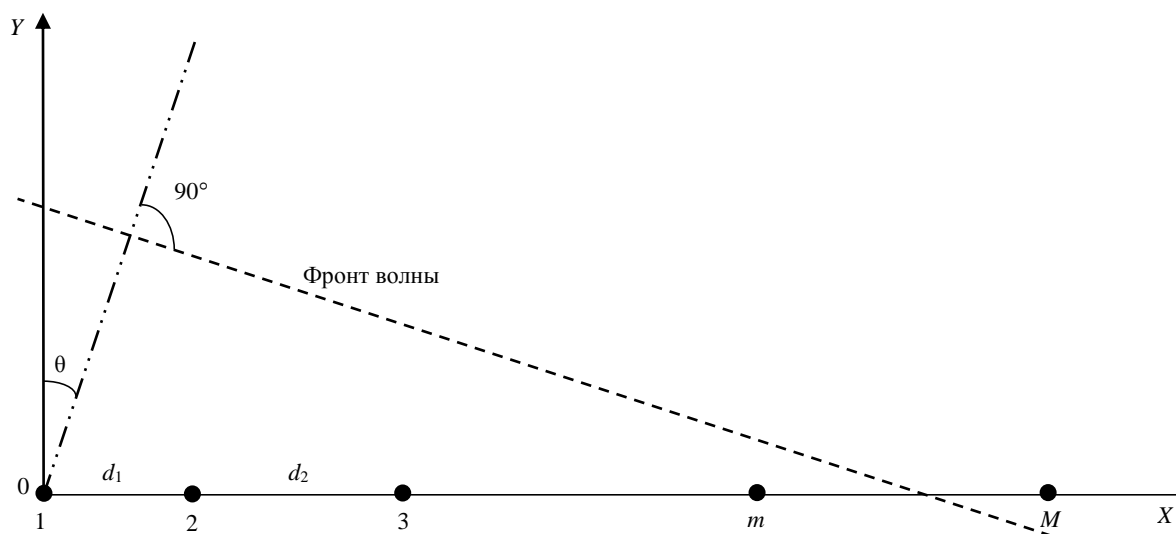


Рис. 1. Геометрические соотношения НЭАР  
 Fig. 1. Geometric relations of SEAA

где  $A_0$  – амплитуда принимаемого сигнала;  $\varphi_0$  – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале  $\varphi_0 \in [-\pi, \pi]$ . С целью упрощения последующих выкладок положим в (3)  $A_0 = 1$ . Для получения характеристик направленности воспользуемся традиционной согласованной пространственной обработкой сигналов в АР, оптимальной при обнаружении одиночного сигнала с неизвестными равновероятными на интервале  $[-\pi, \pi]$  начальной фазой  $\varphi_0$  и пространственной частотой  $U$ . Тогда ДН эквидистантной АР может быть получена из соотношения

$$S_3(U) = \sum_{m=1}^M V(m) V_0^*(m), \quad (4)$$

где  $V_0^*(m) = e^{j(m-1)U_0}$  – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала  $V(m)$ , отличающаяся от последнего несущественным фазовым множителем  $e^{-j\varphi_0}$  и параметром  $U_0 = \pi \sin(\theta_0)$ , характеризующим отклонение луча ДН в определенном направлении  $\theta_0$ . Несложно показать, что при отсутствии шумов приемных каналов ДН эквидистантной АР суммирующего типа  $S_3(U)$  в базисе пространственных частот  $U$  вида (1) при изотропных излучателях и падении волны под углом  $\theta_0$  с точностью до несущественного фазового множителя описывается функцией вида [2]

$$S_3(U) = \sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(U-U_0)} = M \frac{\sin[M(U-U_0)/2]}{\sin[(U-U_0)/2]} \approx M \frac{\sin[M(U-U_0)/2]}{(U-U_0)/2} \quad (5)$$

Пример модуля ДН  $|S_3(U)|$  вида (5), представляющей собой, по сути, амплитудный спектр пространственных частот, приведен на рис. 2 (штрихи) для АР с  $M = 16$  при нормальном падении волны ( $\theta_0 = 0^\circ$ ). При отклонении луча ДН на угол  $\theta_0$  угловой спектр пространственных частот отклонится на  $U_0 = \pi \sin(\theta_0)$ , а его главный лепесток можно рассматривать как фильтр пространственных частот с соответствующей полосой  $\Delta U = 2\pi/M$ . Следовательно, для организации многоканального обзора пространства по углу в линейных АР могут применяться алгоритмы спектрального анализа [14]. Заметим, что для эквидистантных АР именно алгоритм ДПФ соответствует согласованной пространственной обработке сигналов, оптимальной в случае обнаружения одиночного сигнала и оценивания его угловых параметров на фоне нормального дельта-коррелированного шума [15].

Для построения ДН НЭАР также воспользуемся согласованной пространственной обработкой, оптимальной при обнаружении одиночного сигнала с неизвестными равновероятными на ин-

тервале  $[-\pi, \pi]$  начальной фазой  $\varphi_0$  и пространственной частотой  $U$ . Тогда для ДН НЭАР, как и для  $S_3(U)$  в виде (4), справедливо соотношение

$$S_{\text{НЭ}}(U) = \sum_{m=1}^M V(m)V_0^*(m), \quad \text{где } V_0^*(m) \text{ – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала } V(m), \text{ отличающаяся от полезного несущественным фазовым множителем } e^{-j\varphi_0} \text{ и параметром } U_0 = \pi \sin(\theta_0), \text{ характеризующим отклонение луча ДН в направлении } \theta_0. \text{ Запишем произведение полезного и опорного сигналов с учетом (2) и допущения } A_0 = 1:$$

тервале  $[-\pi, \pi]$  начальной фазой  $\varphi_0$  и пространственной частотой  $U$ . Тогда для ДН НЭАР, как и для  $S_3(U)$  в виде (4), справедливо соотношение

$$V(m)V_0^*(m) = e^{-j[x_m(U-U_0)+\varphi_0]} = e^{-j\varphi_0} e^{-j\left[\sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}(U-U_0)\right]}, \quad (6)$$

где  $U_0$  – пространственная частота, на которую настроен опорный сигнал пространственного коррелятора. Подставив (6) в (4) и опустив несущественный фазовый множитель со случайной начальной фазой  $\varphi_0$  получим

$$S_{\text{НЭ}}(U) = \sum_{m=1}^M e^{-j\left[\sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}(U-U_0)\right]}. \quad (7)$$

Поскольку АЭ НЭАР располагаются со случайным шагом  $d_m \geq \lambda/2$  и, как правило,

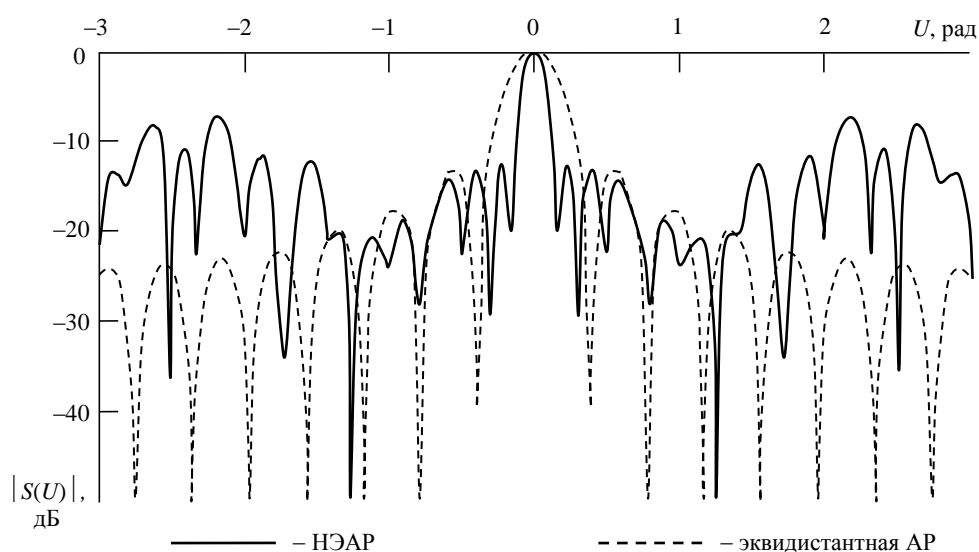


Рис. 2. Характеристики направленности НЭАР  
 Fig. 2. Directional characteristics of SEAA

$d_m \neq d_{m \pm n}$  при любом  $n \neq 0$ , нарушается условие пространственной дискретизации теоремы отсчетов Котельникова и в результирующей ДН появляются интерференционные БЛ, которые при неблагоприятных условиях могут достигать неприемлемого уровня, значительно превышающего допустимый.

На рис. 2 (сплошная линия) приведен пример модуля ДН НЭАР  $|S_{\text{НЭ}}(U)|$  с  $M = 16$  и случайным шагом  $d_m$ , равномерно распределенным на интервале от  $d_{\min} = \lambda/2$  до  $d_{\max} = 2\lambda$  при нормальном падении волны ( $\theta_0 = 0^\circ$ ). Как видно из рис. 2, главный лепесток ДН стал существенно уже, однако уровень интерференционных БЛ модуля ДН относительно главного лепестка в данном примере составляет 5.5 дБ, в то время как у аналогичной эквидистантной АР первый максимальный БЛ равен 13 дБ (рис. 2, штрихи), причем, в отличие от НЭАР, его легко снизить за счет весовой обработки [10].

**Основные соотношения.** Если ДН АР  $S(U)$  была получена как спектральное преобразование Фурье пространственного сигнала  $V(m)$  вида (3), то при сохранении когерентности пространственно-временной обработки из комплексной  $S(U)$  обратным спектральным преобразованием Фурье можно восстановить распределение пространственного сигнала  $V(x)$  вдоль раскрыва АР, где  $x$  – пространственная координата вдоль оси  $X$  (рис. 1). Другими словами,  $V(x)$  и  $S(U)$  однозначно связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье. В случае эквидистантной АР с шагом  $d = \lambda/2$  дискретный пространственный сигнал  $V(m)$  и дискретный угловой спектр  $S(l)$ , полученный из  $S(U)$  дискретизацией с шагом  $\Delta U = 2\pi/M$ , связаны прямым и обратным ДПФ размерностью  $M$ :  $m \in [1, M]$  и  $l \in [1, M]$ . Таким образом, для эквидистантной АР можно записать пару прямого и обратного ДПФ [10]

$$\begin{cases} S(l) = \sum_{m=0}^{M-1} V(m) e^{-j \frac{2\pi ml}{M}}; \\ V(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} S(l) e^{j \frac{2\pi ml}{M}}. \end{cases} \quad (8)$$

Воспользуемся этим свойством и выполним обратное преобразование Фурье от  $S_{\text{НЭ}}(U)$ , про-

ведя дискретизацию углового спектра, как и в случае с эквидистантной АР, с шагом  $\Delta U = 2\pi/L$ , расширив таким образом размерность частотного ряда  $U(l) = l\Delta U$  до  $L > M$ . В соответствии с парой прямого и обратного ДПФ (8) размерность восстановленного пространственного сигнала  $\tilde{V}(m)$  также увеличится до  $L$ , при этом его шаг дискретизации будет эквидистантным и равным  $d = \lambda/2$ :

$$\tilde{V}(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} S(l) e^{j \frac{2\pi ml}{L}}. \quad (9)$$

Выполнив прямое ДПФ от  $\tilde{V}(m)$  вида (9), должны получить исходную ДН  $S_{\text{НЭ}}(l)$ . Незначительные отклонения могут возникать, если в реальной апертуре НЭАР длиной  $x_M$  будет укладываться нецелое число полувольт или шагов дискретизации  $d = \lambda/2$ . Тогда размер искусственно восстановленной апертуры, равной  $L\lambda/2$ , будет несколько меньше реальной АР на величину  $\Delta x = x_M - L\lambda/2$ . Как показало статистическое моделирование с использованием компьютерной модели, погрешность при  $M = 16$  и случайном шаге  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  не превышает 3 %.

Естественно, повторное выполнение прямого ДПФ не имеет смысла, поскольку приводит к ДН практически с тем же уровнем БЛ, что и у исходной ДН. В то же время известно, что методы спектрального оценивания, использующие для описания анализируемого сигнала  $V(m)$  математические модели с конечным числом варьируемых параметров, не имеют БЛ в традиционном понимаемом смысле [8, 10, 14, 15]. Эти алгоритмы могут иметь побочные максимумы, обусловленные наличием аддитивного шума, но, в отличие от БЛ обычной ДН, они располагаются на частотной оси в произвольных точках и имеют различный относительный уровень [14]. И то, и другое не совпадает на разных периодах зондирования, поэтому можно говорить о нестационарном характере побочных максимумов спектральных оценок параметрических алгоритмов. Их число определяется порядком уравнений математической модели, выбранной для описания принимаемого сигнала АР, а относительный средний уровень зависит от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе алгоритма  $q_{\text{вх}}$  [10]. Следует отметить, что многие параметрические методы спектральной обработки сигналов

включают в себя процедуры определения порядков используемых моделей, что исключает появление "лишних" или "шумовых", не обусловленных полезными сигналами максимумов. Кроме того, "шумовые" максимумы хорошо фильтруются в устройствах траекторной обработки сигналов ДКМ РЛС [17].

Кроме сопутствующих шумов появление побочных максимумов может вызвать неадекватность выбранной модели реальной совокупности сигналов, поступающих на вход параметрического алгоритма. Это означает, что модель должна быть способна порождать и адекватно отображать всю совокупность возможных сигнальных комбинаций на входе АР. Нарушение условия адекватности приводит к неудовлетворительной работе алгоритма при обнаружении, оценке параметров и разрешении локационных сигналов. Многообразии сигнальных и помеховых ситуаций, возникающих в реальной радиолокационной практике, побуждает при выборе параметрических алгоритмов, альтернативных ортогональному преобразованию Фурье, использовать априорную информацию об условиях применения конкретных радиолокационных средств и решаемых ими радиолокационных задачах.

В настоящей статье из достаточно обширного ряда параметрических методов спектрального анализа рассматривается метод Берга, известный также как алгоритм гармонического среднего [10] или метод прямого и обратного линейного предсказания [18]. Он относится к методам, основанным на авторегрессионных моделях, в которых для описания анализируемого сигнала используются дифференциальные (для непрерывного сигнала) или разностные (при дискретном сигнале) уравнения авторегрессии конечного порядка. Последнее для эквидистантной АР с восстановленным сигналом  $\tilde{V}(m)$  имеет вид [8]

$$\tilde{V}(m) + a_1 \tilde{V}(m-1) + \dots + a_K \tilde{V}(m-K) = 0, \quad (10)$$

где  $a_k$  – параметры авторегрессионной модели, определяемые в общем случае путем решения известного уравнения Юла–Уолкера [10], основанного на оценке автокорреляционной функции или матрицы сигнала  $\tilde{V}(m)$  при  $m \in [1, L]$ . Критерием при вычислении  $a_k$  является минимизация ошибки отклонения предсказанного ав-

торегрессионной моделью сигнала  $\hat{V}(m)$  от исходного сигнала  $\tilde{V}(m)$

$$\sigma^2 = \sum_{m=1}^L |\tilde{V}(m) - \hat{V}(m)|^2, \quad (11)$$

где предсказанное значение сигнала  $\hat{V}(m)$  находится из разностного уравнения (10)

$$\hat{V}(m) = - \sum_{k=1}^K a_k \tilde{V}(m-k). \quad (12)$$

Подставив (12) в (11) и найдя параметры  $a_k$ , где  $k \in [1, K]$ , можно оценить спектральную плотность мощности (СПМ) по методу Берга  $|S_B(U)|^2$  в базисе пространственных частот  $U$ :

$$|S_B(U)|^2 = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-jUk\} \right|^2}, \quad (13)$$

где  $P_K$  – суммарная мощность ошибки предсказания, полученная на основе (11) для модели порядка  $K$  при предсказании в прямом и обратном направлениях (убывания и нарастания дискретной переменной  $m$ ). Для решения локационных задач обнаружения, измерения и разрешения сосредоточенных по частотному параметру  $U$  сигналов удобнее пользоваться представлением СПМ через комплексные полюсы авторегрессионной модели  $Z_k = |Z_k| e^{j \arg\{Z_k\}}$ , являющиеся корнями характеристического уравнения в знаменателе выражения (13) [8, 15]:

$$|S_B(U)|^2 = \frac{P_K}{\left| \prod_{k=1}^K (z - Z_k) \right|^2}, \quad (14)$$

где переменная  $z$  – известное преобразование вида  $z = e^{jU}$ . Это объясняется тем, что полюсы модели, лежащие внутри единичной окружности, имеют тем большие модули, чем выше ОСШ  $q_{\text{ВХ}}$  соответствующего полюсу сигнала. Именно в точках  $U_k = \arg\{Z_k\}$  наблюдаются минимумы в знаменателе СПМ  $|S_B(U)|^2$  (13) и (14) и, соответственно, максимумы в самой оценке СПМ. Полюсы модели, не обусловленные сигналами,

имеют, как правило, меньшие модули и случайно флуктуирующие по угловой частоте  $U$  аргументы. При единственном сигнале с ОСШ  $q_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$  модуль  $|Z_1| \rightarrow 1$ , остальные  $|Z_k| \rightarrow 0$ , а СПМ  $|S_{\text{В}}(U)|^2 \rightarrow \infty$  в точке  $U = \arg\{Z_1\}$ , т. е. СПМ ведет себя как дельта-функция Дирака. Отсюда следует возможность использовать простые рабочие статистики: для оценки параметров сигналов  $\hat{U}_k$  в АР в виде [8]

$$\hat{U}_k = \arg\{Z_k\} \quad (15)$$

и, соответственно, для сравнения с порогом в задаче обнаружения

$$\left| S_{\text{В}}(\hat{U}_k) \right|^2 = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-j \arg\{Z_k\} k\} \right|^2} \geq \gamma, \quad (16)$$

где  $\gamma$  – порог обнаружения.

Выбор в качестве объекта исследований метода Берга 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 ( $M \leq 128$ ) [8, 15], компактен с точки зрения вычислительных затрат [10], что является значимым преимуществом при обработке локационных сигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, мощность ошибки предсказания  $P_K$  при выполнении условия адекватности модели авторегрессии является достоверной оценкой мощности входного шума, поэтому простое нормирование СПМ вида (16) к  $P_K$  обеспечивает постоянную частоту ложных тревог  $F = \text{const}$ , одновременно упрощая нормированную рабочую статистику в задаче обнаружения:

$$\left| S_{\text{Вн}}(\hat{U}_k) \right|^2 = \frac{1}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-j \arg\{Z_k\} k\} \right|^2} \geq \gamma_{\text{н}}, \quad (17)$$

где  $\gamma_{\text{н}} = \gamma/P_K$  – нормированный порог обнаружения.

Известно, что основным достоинством методов на основе авторегрессионных моделей является повышенное статистическое разрешение – обнаружение при приеме двух и более сигналов,

существенно превышающее стандартный рэлеевский предел классического ДПФ. Это обеспечивает их высокую помехоустойчивость к мощным пассивным помехам, в том числе поступающим в пределах главного лепестка ДН [12].

На рис. 3 приведены примеры характеристик направленности НЭАР с равномерно распределенным случайным шагом  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  и числом АЭ  $M = 16$  при нормальном падении фронта волны ( $\theta_0 = 0^\circ$ ) в формате угловых спектров, полученных при входном ОСШ  $q_{\text{ВХ}} = 3$  дБ с помощью ДПФ (пунктир) и метода Берга при порядках модели  $K = 2$  (штрихпунктир),  $K = 4$  (штрихи) и  $K = 6$  (сплошная линия). Как видно из графиков, в спектральной оценке по методу Берга в зависимости от порядка модели  $K$  присутствует один или несколько побочных максимумов, не обусловленных присутствием полезного сигнала, их уровень соизмерим с интерференционными БЛ ДПФ. Увеличение порядка модели приводит к естественному увеличению числа побочных максимумов, нерегулярно располагающихся на частотной оси, однако их уровень становится ниже уровня БЛ ДПФ. Главный максимум, обусловленный полезным сигналом, при увеличении порядка модели становится более острым, что свидетельствует о более высоком рэлеевском разрешении по частотному параметру.

На рис. 4 представлены характеристики направленности НЭАР, полученные методом Берга при изменении ОСШ от 0 до 10 дБ для фиксированного порядка модели  $K = 6$ .

Очевидно, что при росте ОСШ побочные максимумы существенно снижаются и обостряется главный максимум. Заметим, что порядок модели в данном случае определяет максимальное число независимо обнаруживаемых сигналов с плоским фронтом. В методе Берга, как и во многих параметрических методах спектрального оценивания, предусмотрена возможность оценивания порядка модели  $K$ , приводя его в соответствие с количеством обнаруживаемых сигналов с плоскими фронтами (спектрально сосредоточенных или узкополосных по угловой координате  $U$ ) [10, 18].

Представляет интерес сравнение характеристик направленности НЭАР с разработанным алгоритмом обработки сигналов и эквидистантной АР с традиционной и параметрической обработкой сигналов. На рис. 5 представлены спектры пространственных частот рассматриваемой НЭАР



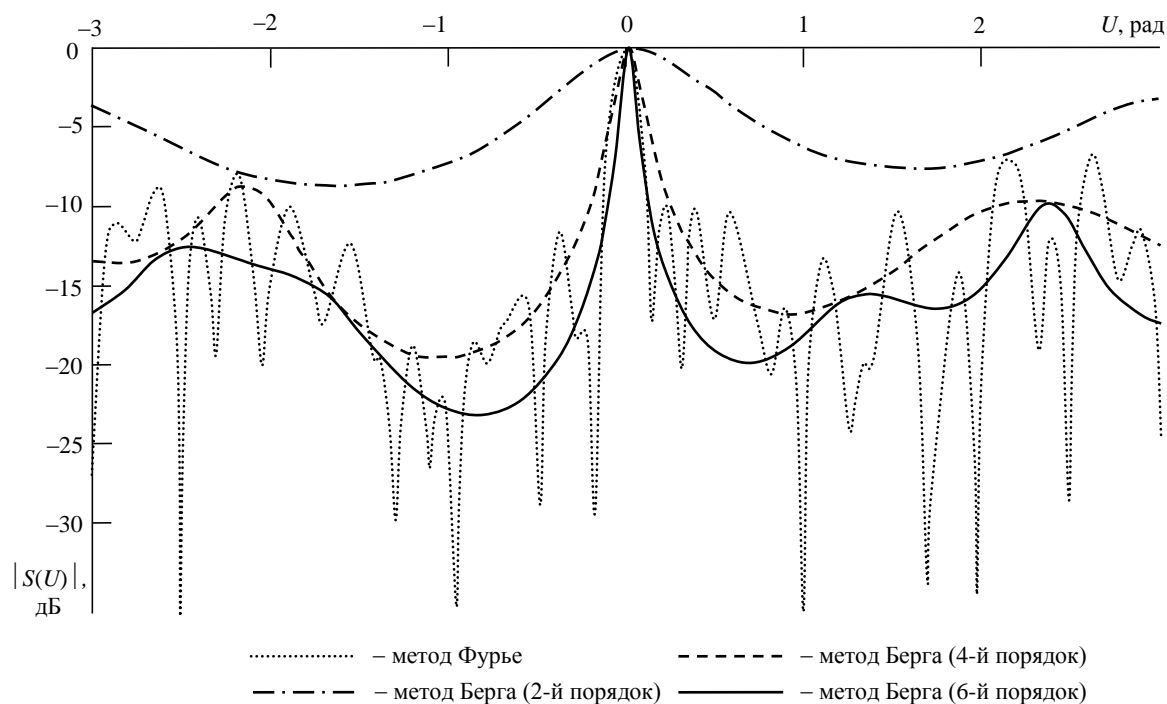


Рис. 3. Характеристики направленности НЭАР при различном порядке модели  
 Fig. 3. Directional characteristics of SEAA at different model order

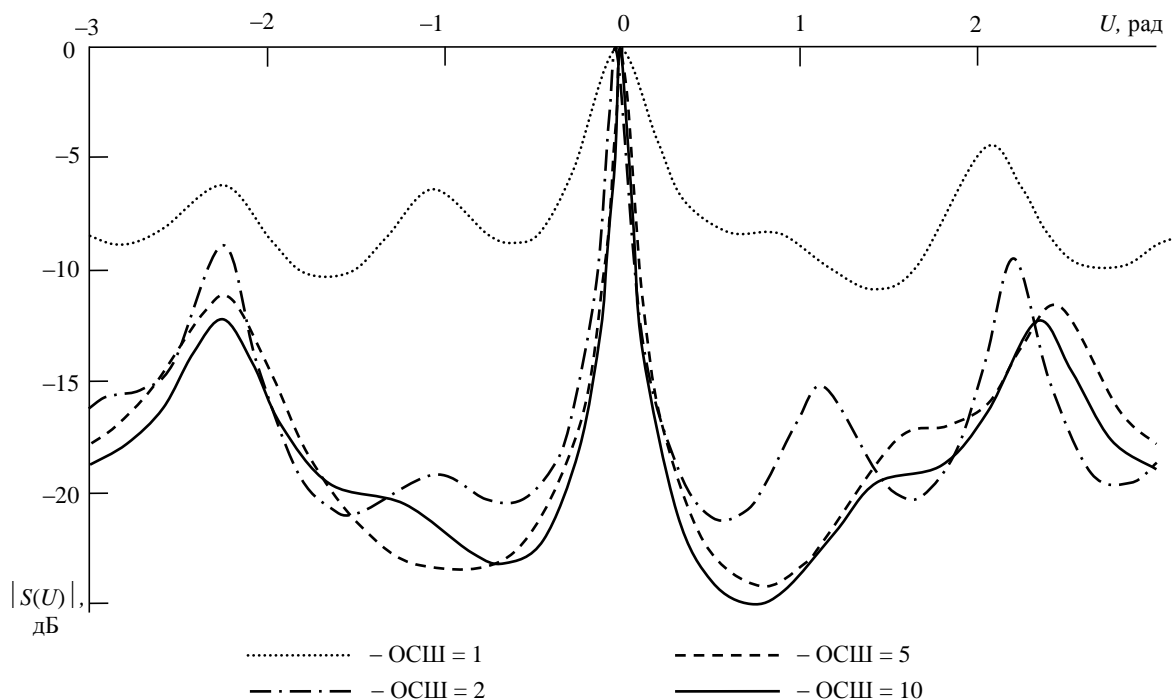


Рис. 4. Характеристики направленности НЭАР при различном ОСШ  
 Fig. 4. Directional characteristics of SEAA at different signal to noise ratio

с обработкой сигнала по методу Берга при порядке модели  $K = 6$  (сплошная линия) и эквидистантной АР с тем же количеством АЭ  $M = 16$  при обработке сигнала с помощью ДПФ (пунктир) и метода Берга (штрихпунктир) при различных значениях входного ОСШ.

Как видно из рис. 5, при низком ОСШ побочные максимумы неэквидистантного метода Берга существенно выше, чем у аналогичного алгоритма Берга в эквидистантной АР, и могут превышать БЛ ДПФ. При увеличении ОСШ до 7 дБ и выше побочные максимумы неэквидистантного

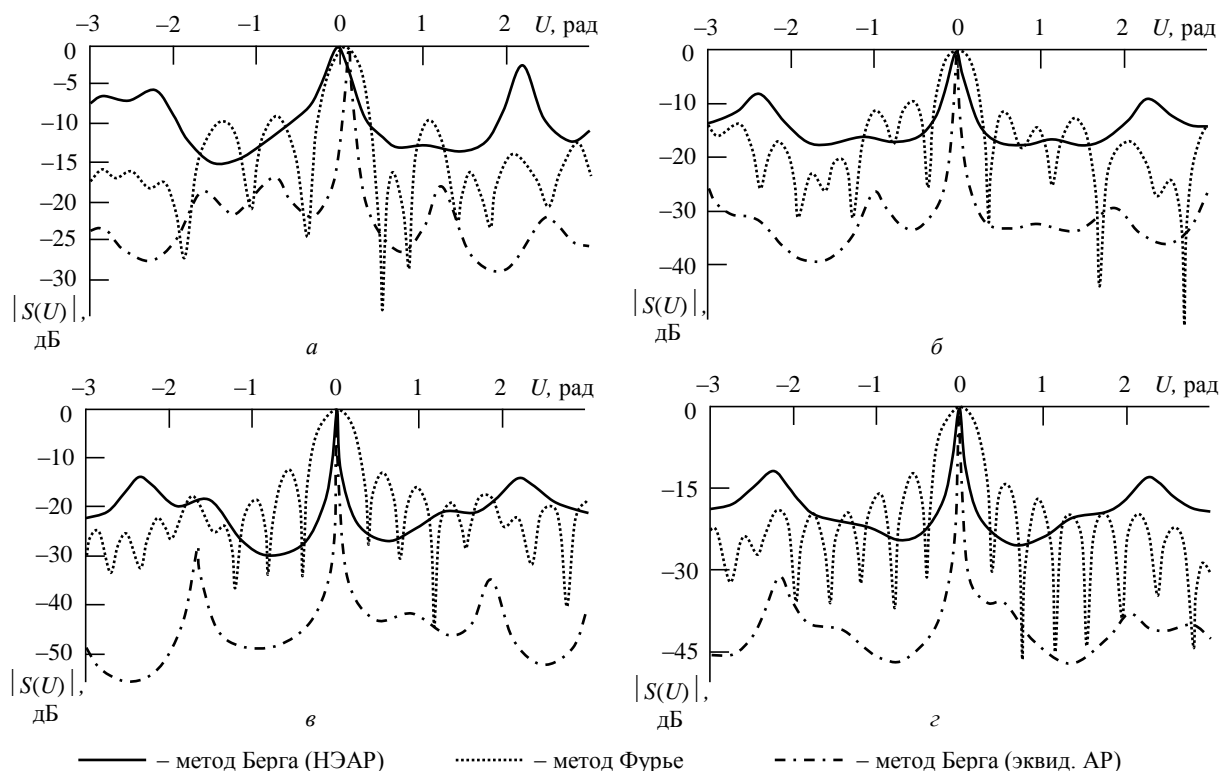


Рис. 5. Спектры пространственных частот рассматриваемой НЭАР при различных значениях входного ОСШ:

а – СПМ при ОСШ  $q_{вх} = 0$  дБ; б – СПМ при ОСШ  $q_{вх} = 3$  дБ;  
 в – СПМ при ОСШ  $q_{вх} = 7$  дБ; г – СПМ при ОСШ  $q_{вх} = 10$  дБ

Fig. 5. Spatial frequency spectra of the considered SEAA at different values of the input SNR:

а – SPD at SNR  $q_{in} = 0$  dB; б – SPD at SNR  $q_{in} = 3$  dB;  
 в – SPD at SNR  $q_{in} = 7$  dB; г – SPD at SNR  $q_{in} = 10$  dB

метода Берга превышают эквидистантный вариант метода Берга и повторяют наибольшие БЛ, возникающие у алгоритма ДПФ в случае НЭАР. Этим объясняется возникающая симметричность оценок СПМ метода Берга при высоких ОСШ. В области главного лепестка ДПФ наблюдается совпадающее поведение главных максимумов метода Берга в АР и НЭАР и практически равное отклонение максимумов углового спектра от истинного углового положения полезного сигнала  $U_0 = 0$ , что свидетельствует о высоком рэлеевском разрешении неэквидистантного метода Берга.

**Основные результаты.** Чтобы убедиться в возможности применения предложенной технологии пространственной обработки локационных сигналов в НЭАР как самостоятельного алгоритма обнаружения и оценки угловых параметров пространственных сигналов, в первую очередь необходимо проанализировать его ХО и сравнить их с потенциально достижимыми (оптимальными). Хрестоматийная постановка задачи обнаружения предполагает в простейшем, но имеющем практическое значение случае обнаружение одиночного сигнала  $V(m)$

со случайной начальной фазой  $\varphi_0$ , равномерно распределенной на интервале  $[-\pi, \pi]$ , и постоянной амплитудой  $A_0$  на фоне аддитивного дельта-коррелированного шума  $e(m)$  с нормальной плотностью распределения. В этом случае оптимальной является согласованная обработка пространственного сигнала  $y(m) = A_0 V(m) + e(m)$  следующего вида:

$$S_{НЭ} (U) = \sum_{m=1}^M y(m) V_0^* (m), \quad (18)$$

где  $V_0^* (m)$  – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала  $V(m)$ , отличающаяся от него несущественным фазовым множителем  $e^{-j\varphi_0}$  и параметром  $U_0 = \pi \sin \theta_0$ , характеризующим отклонение луча ДН в направлении  $\theta_0$ . ХО алгоритма, реализующего согласованную обработку вида (18), примем за базовые для сравнительного анализа обнаружителя на основе разработанного параметрического алгоритма, функциональная схема которого представлена на рис. 6.

На основании  $M$  отсчетов пространственного сигнала  $y(m)$  вычисляется ДН  $S_{\text{НЭ}}(U)$ , из которой формируется массив эквидистантных по пространственной частоте  $U(l) = l\Delta U$  отсчетов  $S(l)$  размером  $L > M$ . Далее за счет обратного ДПФ расширенной размерности  $L$  вычисляется восстановленный эквидистантный сигнал  $\tilde{V}(m)$  также увеличенной размерности  $L$ , который далее используется как входной для метода Берга, реализованного как алгоритм гармонического среднего в форме решетчатого фильтра прямого и обратного линейного предсказания [8]. На основании найденных параметров авторегрессионной модели  $a_k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) вычисляются полюсы модели  $Z_k = |Z_k|e^{j\arg\{Z_k\}}$ . Большой по модулю полюс принимается за сигнальный, его аргумент служит оценкой пространственной частоты полезного сигнала (15). Для принятия решения об обнаружении сигнала с порогом сравнивается СПМ, вычисленная по методу Берга, в точке, соответствующей аргументу сигнального полюса, по формуле (16):  $|S_{\text{В}}(\arg\{Z_k\})|^2 \geq \gamma$  или (17) для нормированной рабочей статистики:  $|S_{\text{Вн}}(\arg\{Z_k\})|^2 \geq \gamma_{\text{н}}$ .

Порог для согласованной обработки в данной постановке задачи обнаружения может быть вычислен по известной формуле [2]

$$\gamma_{\text{ДПФ}} = \sqrt{2\sigma_{\text{ш}}^2 \ln \frac{1}{F}}, \quad (19)$$

где  $F$  – заданная вероятность ложной тревоги (ВЛТ);  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – дисперсия нормально распределенных квадратурных составляющих входного комплексного шума  $e(m)$ . При построении ХО шум моделировался независимо по пространственным каналам приема с единичной мощностью

$P_{\text{ш}} = \sigma_{\text{Re}}^2 + \sigma_{\text{Im}}^2 = 2\sigma_{\text{ш}}^2 = 1$  и равенством дисперсий реальной и мнимой составляющих  $\sigma_{\text{Re}}^2 = \sigma_{\text{Im}}^2 = 0.5$ . Отношение сигнал/шум  $q^2$  определялось как отношение мощности сигнала  $P_{\text{с}}$  к мощности шума:  $q^2 = P_{\text{с}}/P_{\text{ш}} = P_{\text{с}}$ . На практике вычисленное значение порога (19) обычно уменьшают на 1.5 дБ, поскольку каналы приема ДПФ перекрываются на уровне  $-3$  дБ, что приводит к неравномерности результирующей входной частотной характеристики ДПФ [8, 15]. Формула (19) позволяет достаточно просто проверить достоверность компьютерного моделирования при построении ХО. Так, при заданной ВЛТ  $F = 10^{-3}$  и числе независимо повторяющихся экспериментов  $N = 10^5$  ложная тревога наступала не менее 100 раз, что с вероятностью 0.9 обеспечивало отклонение порога при моделировании от расчетного менее чем на 1 % [20]. Такое отклонение порога практически не сказывается на ХО при моделировании процесса обнаружения полезного сигнала. Также для контроля достоверности результатов моделирования строились ХО оптимального алгоритма ДПФ и сравнивались с известными [2].

Анализ ХО неэквидистантного метода Берга проводился для трех вариантов равномерного распределения случайного шага НЭАР: слабая неэквидистантность при  $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$ , средняя неэквидистантность при  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  и сильная неэквидистантность при  $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$ . В качестве рабочих статистик обнаружения рассматривались полный (16) и нормированный (17) варианты оценок СПМ методом Берга. При построении ХО использовались АР с числом АЭ  $M = 16$ . Во всех случаях моделировалось нормальное падение пространственного сигнала ( $\theta_0 = 0^\circ$ ) с фиксированной амплитудой  $A_0$  и случайной начальной фазой, равномерно распределенной на интервале  $[-\pi, \pi]$ .

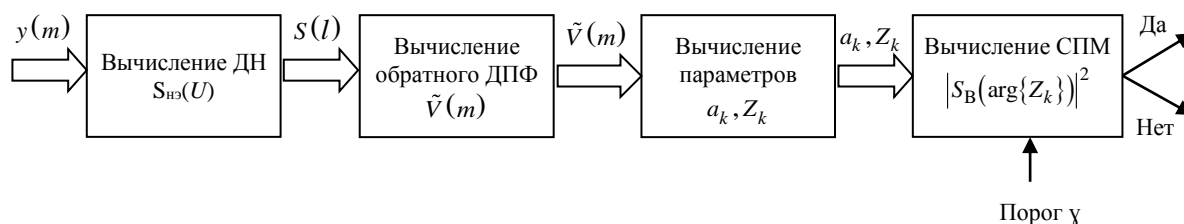


Рис. 6. Параметрический обнаружитель на основе метода Берга  
 Fig. 6. Parametric detector based on Burg method

Доверительные интервалы при статистическом моделировании ХО, рассчитанные по методике, приведенной в [20], с вероятностью 0.9 не превышали 10 % для значений вероятности правильного обнаружения (ВПО)  $D < 0.9$ .

Как показали исследования, ХО полного неэквидистантного метода Берга при изменении порядка модели от  $K = 2$  до  $K = 6$  и вариации шага НЭАР  $d_m$  от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$  проигрывают оптимальным ХО во входном ОСШ от 1.2 до 2.0 дБ и менее 1 дБ ХО эквидистантного метода Берга. Однако при увеличении мощности полезного сигнала и соответствующем росте ОСШ резко возрастает ВЛТ за счет превышения порога обнаружения побочными максимумами, обусловленными шумами. При этом в эквидистантном варианте АР этот эффект наблюдается слабо и ВЛТ не превышает заданный порогом предел. Подобное негативное свойство неэквидистантного метода Берга проявляется сильнее при увеличении вариативности шага НЭАР, что не позволяет однозначно рекомендовать СПМ вида (16) в качестве самостоятельной рабочей статистики обнаружения неэквидистантного метода Берга.

ХО, построенные для нормированной рабочей статистики вида (17), имеют несколько больший проигрыш в ОСШ по сравнению с оптимальными, что является естественной платой за инвариантность к мощности входного шума и сохранение постоянной ВЛТ. На рис. 7 представлены ХО эквидистантного метода Берга для порядков авторегрессионной модели  $K = 2$  (штрихпунктир),  $K = 4$  (штрихи) и  $K = 6$  (сплошная кривая) при ВЛТ  $F = 10^{-3}$ . Пунктирная кривая здесь и далее соот-

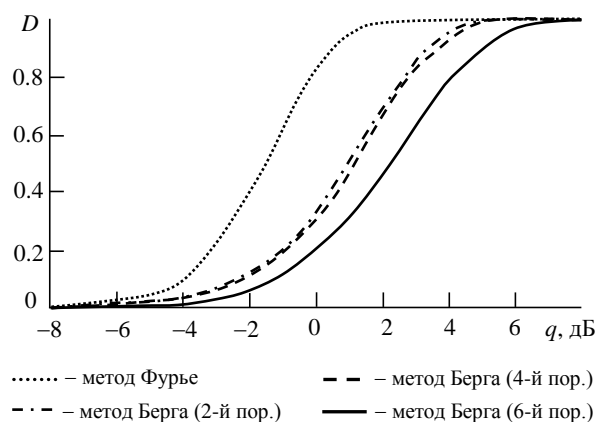


Рис. 7. ХО метода Берга для эквидистантной АР

Fig. 7. Burg method DC for equidistant AA

ветствует оптимальным ХО, полученным при согласованной обработке сигнала в эквидистантной АР. Как видно из графиков, сдвиг в сторону больших значений ОСШ составляет от 3 до 4 дБ в области значений ВПО  $D > 0.8$ .

На рис. 8 приведены ХО неэквидистантного метода Берга, построенные для НЭАР со случайным равномерно распределенным по апертуре шагом  $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$  (слабая неэквидистантность) при тех же условиях и значениях порядка модели  $K$  с сохранением прежнего представления кривых. Как видно из графиков, при  $K = 2$  наблюдается заметное ухудшение ХО и их наклон, что свидетельствует об усилении флуктуаций выходной рабочей статистики вида (17). Проигрыш в области значений ВПО  $D > 0.8$  превышает 5 дБ. При порядках модели  $K \geq 4$  слабая неэквидистантность практически не влияет на ХО по сравнению с эквидистантными ХО (рис. 7) и их также можно рассматривать как субоптимальные.

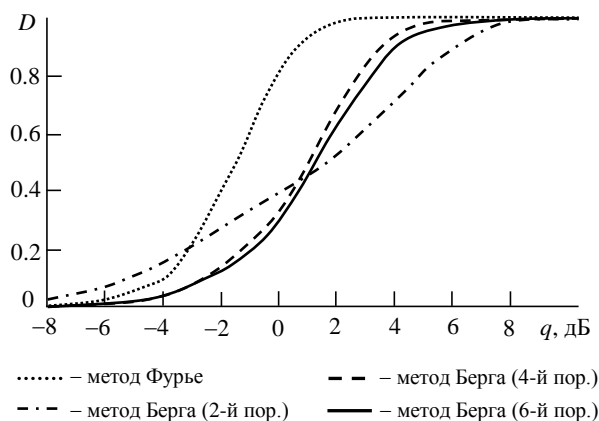


Рис. 8. ХО метода Берга для НЭАР с шагом  $d_m$  от  $\lambda/2$  до  $\lambda$

Fig. 8. Burg method DC for SEAA with step  $d_m$  from  $\lambda/2$  to  $\lambda$

На рис. 9, 10 приведены аналогичные ХО для  $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$  (средняя неэквидистантность) и  $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$  (сильная неэквидистантность) соответственно при тех же порядках модели. Как видно из графиков, при  $K = 2$  неэквидистантный метод Берга практически теряет работоспособность как при сильной, так и при средней неэквидистантности. В то же время, при порядках модели  $K \geq 4$  неэквидистантный метод сохраняет работоспособность. Сдвиг ХО в случае средней неэквидистантности составляет менее 5 дБ в области рабочих значений ВПО.

Известно [8], что оптимальный порядок модели в эквидистантном случае меняется от  $K = 2$  при  $M = 16$  до  $K = 10$  при  $M = 64$ . Как видно из рис. 8–10, для каждой неэквидистантности также можно выбрать лучшее значение порядка модели, при котором проигрыш в ОСШ будет минимален. Это объясняется различной длиной виртуальной выборки синтезированного (восстановленного) сигнала  $\tilde{V}(m)$ , что приводит к увеличению числа виртуальных АЭ  $L$  в среднем до 22 при слабой, до 37 при средней и до 52 при сильной неэквидистантности.

На основании ХО, полученных для НЭАР, на рис. 11 приведена зависимость потерь в ОСШ относительно оптимальных ХО, соответствующих ДПФ и эквидистантной АР. Графики построены для эквидистантной АР (пунктир) и трех типов неэквидистантности НЭАР: сильной (кривая 1),

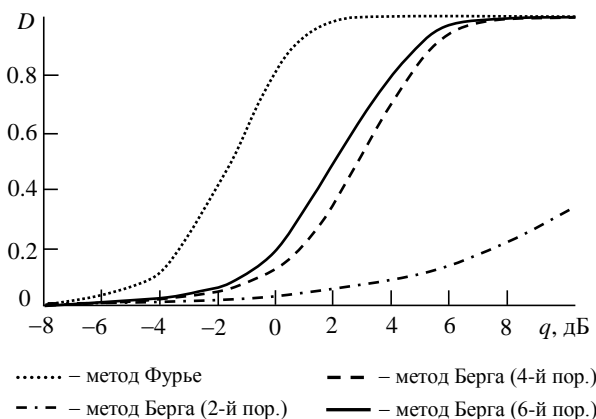


Рис. 9. ХО метода Берга для НЭАР с шагом  $d_m$  от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$

Fig. 9. Burg method DC for SEAA with step  $d_m$  from  $\lambda/2$  to  $2\lambda$

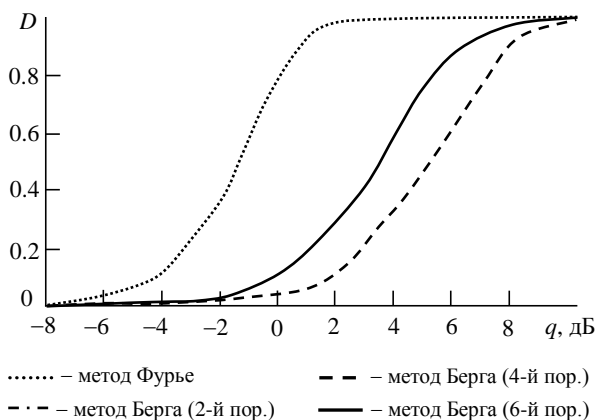


Рис. 10. ХО метода Берга для НЭАР с шагом  $d_m$  от  $\lambda/2$  до  $3\lambda$

Fig. 10. Burg method DC for NEAA with step  $d_m$  from  $\lambda/2$  to  $3\lambda$

средней (кривая 2) и слабой (кривая 3) при ВПО  $D = 0.8$ .

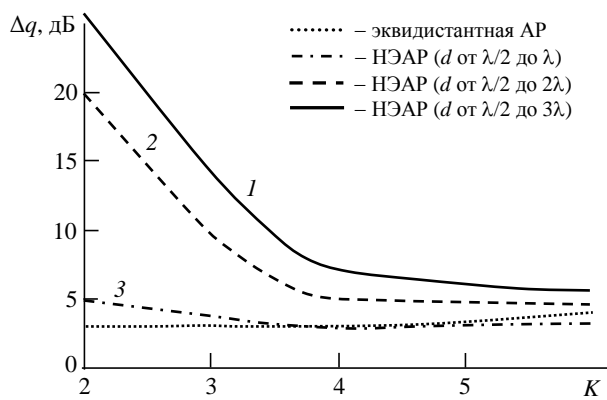


Рис. 11. Зависимость потерь в ОСШ от порядка модели  $K$   
 Fig. 11. SNR losses dependence on model order  $K$

Как видно из графиков, неэквидистантный метод Берга удовлетворительно работает как обнаружитель сигнала с плоским фронтом при слабой и средней неэквидистантности при порядках модели  $K \geq 4$ . Заметим, что ДПФ, в отличие от нормированного метода Берга, не является алгоритмом, стабилизирующим ВЛТ при нестационарности внешних входных шумов.

**Выводы.** Показана возможность искусственного восстановления (синтезирования) сигнала эквидистантной АР на основе реально принимаемого пространственного сигнала НЭАР со случайным шагом в пределах от  $\lambda/2$  до нескольких  $\lambda$  с последующим использованием восстановленного эквидистантного сигнала в качестве входного для параметрических алгоритмов спектрального анализа на основе моделей с конечным числом варьируемых параметров.

Характеристики направленности, полученные при различных значениях входного ОСШ с помощью параметрического метода Берга в форме угловых спектров пространственной частоты, имеют побочные максимумы, обусловленные аддитивным дельта-коррелированным шумом, которые могут быть снижены при оптимизации порядка параметрической модели. Острота основного максимума оценки СПМ параметрического метода Берга зависит от ОСШ и в области рабочих значений ОСШ превосходит главный лепесток ДН НЭАР при согласованной пространственной обработке. Как показало статистическое моделирование, точность измерения угловых параметров метода Берга возрастает с ростом порядка модели и при эквидистантном расположении АЭ АР максимально приближается к пределу Крамера–Рао при  $K = M/3$  [15].

Полученные ХО разработанного неэквидистантного метода Берга позволяют рекомендовать его как самостоятельный субоптимальный алгоритм обнаружения пространственных сигналов с плоским фронтом при вариации случайного шага АЭ НЭАР в пределах от  $\lambda/2$  до  $2\lambda$ , что приемлемо для оперативно развертываемых транспортируемых ДКМ РЛС поверхностных волн.

Следующим этапом исследований разработанного неэквидистантного алгоритма Берга должен стать анализ статистических характеристик разрешения – обнаружения и разрешения – измерения угловых параметров двух и более пространственных сигналов. Авторы планируют рассмотреть эти вопросы в следующих работах.

### 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. doi: 10.1109/maes.2008.4523916
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / 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. 257 с.
4. Винокуров В. И., Генкин В. А., Калениченко С. П. Морская радиолокация / под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
5. Paduan J. D., Washburn L., High-Frequency Radar Observations of Ocean Surface Currents / Annual Review of Marine Science. 2012. Vol. 5, iss. 1. P. 115–136. doi: 10.1146/annurev-marine-121211-172315
6. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems // Europ. J. of Navigation. 2009. Vol. 7, № 2.
7. Low power high frequency surface wave radar application for ship detection and tracking / A. Dzvонkovskaya, K.-W. Gurgel, H. Rohling, T. Schlick / Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., Adelaide, Australia, Sept. 2008. doi: 10.1109/radar.2008.4653998
8. 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.
9. Кутузов В. М., Сотников А. А. Модельно-параметрические технологии обработки данных с разрывами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 2. С. 3–10.
10. Марплл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 265 с.
11. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов. Характеристики обнаружения скоростных целей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 4. С. 43–49.
12. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов: характеристики помехоустойчивости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 6. С. 37–41.
13. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов: характеристики точности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 3. С. 53–59.
14. Мюнье Ж., Делиль Ж. Ю. Пространственный анализ в пассивных локационных системах с помощью адаптивных методов // ТИИЭР. 1987. Т. 75, №11. С. 21–37.
15. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1987.
16. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna // Proc. Intern. radar Symp. IRS-2005. 6–8 Sept. 2005, Berlin. Germany / German Institute of Navigation, 2005. P. 589–592.
17. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
18. Аникин А. П., Сотников А. А. Много сегментная модельно-параметрическая обработка неэквидистантных данных // Тр. всерос. науч.-техн. конф., Томск, 18–20 мая 2004 г. / ТУСУР. Томск, 2004. С. 17–20.
19. Хайкин С., Карри Б. У., Кеслер С. Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 51–62.
20. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы / пер. с англ. под общ. ред. И. Г. Арамановича. М.: Наука, 1974. 831 с.

## Информация об авторах

**Кутузов Владимир Михайлович** – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. 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 одной научной публикации. 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, 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. M. I. Skolnik Radar Handbook, Third Edition. Ed. 2. tr. from eng. V. S. Verbi. M.: Izd. "Tehnosfera", 2015. 680 p. doi: 10.1109/maes.2008.4523916 (In Russ.)
2. Shirman Ja. D., Losev Ju. I., Minervin N. N., Moskvina S. V., Gorshkov S. A., Lihovitskiy D. I., Levthenko L. S. *Radiotehnicheskiye sistemy: osnovy postroyeniya 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. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P., Kalinichenko S. P. *Morskaja radiolokacija* [Maritime radar]. L.: Sudostroenie, 1986, 256 p. (In Russ.)
5. Paduan J. D., Washburn L., High-Frequency Radar Observations of Ocean Surface Currents. Annual Review of Marine Science. 2012, vol. 5, iss. 1, pp. 115–136. doi: 10.1146/annurev-marine-121211-172315
6. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems. Europ. J. of Navigation. 2009, vol. 7, no. 2.
7. Dzvонkovskaya, A., Gurgel, K.-W., Rohling H., Schlick T. Low power high frequency surface wave radar application for ship detection and tracking. In Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., Adelaide, Australia, Sept. 2008. doi: 10.1109/radar.2008.4653998
8. Kutuzov V. M., Barhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Kononov A. A. *Osnovy proektirovaniya mnogopozitsionnykh dekametrovykh RLS prostranstvennoj volny* [Design fundamentals for multi-position decameter sky-wave radars]. SPb.: SPbGETU "LETI", 2012, 191 p. (In Russ.)
9. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-parametric technologies of discontinuous data processing. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2005, no. 2, pp. 3–10 (In Russ.)
10. Marple Jr. S. L. Digital spectral analysis: with applications. M.: "Mir", 1990, 265 p. (In Russ.)
11. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: detection characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2009, no. 4, pp. 43–49 (In Russ.)
12. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: noise-immunity characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2010, no. 6, pp. 37–41 (In Russ.)

13. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: accuracy characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2012, no. 3, pp. 53–59 (In Russ.)

14. Munier J., Delisle G. Y. Spatial Analysis in Passive Listening Using Adaptive Techniques. *TIIER*, 1987, vol. 75, no. 11, pp. 21–37 (In Russ.)

15. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1987.

16. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna. Proc. Intern. radar Symp. IRS-2005, 6–8 Sept. 2005, Berlin, Germany. German Institute of Navigation, 2005, pp. 589–592.

17. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoj obrabotki radiolokacionnoj informacii. Chast'1*. [Fundamentals of trajectory processing of radar information. Part 1]. SPb.: SPbGETU "LETI", 2013, 164 p. (In Russ.)

18. Anikin A.P., Sotnikov A. A. *Mnogosegmentnaja model'no-parametricheskaja obrabotka nejek-vidistantnyh dannyh* [Multi-segment model-parametric processing of nonequidistant data]. Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conf., Tomsk, 18–20 May, 2004. Tomsk, *TUSUR*, 2004, pp. 17–20. (In Russ.)

19. Hajkin S., Karri B. U., Kesler S. B. Maximum Entropy Spectral Analysis of Radar Clutter. *TIIER*, 1982, vol. 70, no. 9, pp. 51-62 (In Russ.)

20. Korn G. A., Korn T. M. Mathematical handbook for scientists and engineers. Definitions, theorems, and formulas for reference and review. M.: "Nauka", 1974, 831 c. (in Russ.)

### Information about the authors

**Vladimir M. Kutuzov**, Dr. Sci (Eng.) (1997), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, President of the 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 one scientific publication. 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>

---