



УДК 621.396.67

В. И. Порсев, А. И. Гелесев, А. Г. Красько

Угловое сверхразрешение сигналов с использованием «виртуальных» антенных решеток

Проведен анализ опубликованных материалов по «виртуальным» антенным решеткам, выявлены ограничения по их использованию в радиолокационных средствах в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов. Показана возможность повышения разрешающей способности по угловым координатам в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов с использованием «виртуальной» антенной решетки при типовых отношениях сигнал/шум, применяемых при обработке радиолокационных сигналов. Приведены результаты цифрового моделирования сигналов, подтверждающие аналитические выкладки.

Ключевые слова: угловое сверхразрешение сигналов, «виртуальные» антенные решетки, экстраполяция пространственной структуры.

По мере развития информационных радиоэлектронных систем (РЭС) требования к качеству их основных тактико-технических характеристик постоянно повышаются [1, 2]. Особую важность в процессе функционирования РЭС приобретает достоверность определения состава групповых целей, которая зависит прежде всего от разрешающей способности РЭС по угловым координатам, скорости и дальности [3].

До конца 1950-х гг. в различных областях естественных наук в качестве границы разрешающей способности был принят предел, установленный Релеем в 1888 г. Данный предел обуславливается характеристиками реальной аппаратной функции системы $F(\theta)$, определяющими разрешающую способность по данному параметру θ [4].

Величина углового разрешения лимитирована реальными массогабаритными характеристиками антенной системы. В связи с этим для повышения достоверности определения состава групповых целей проводятся исследования сверхрелеевского углового разрешения сигналов, превышающего границы релеевского.

В настоящее время основные задачи сверхрелеевского разрешения относят к новому классу некорректно поставленных задач [4].

Для анализа эффективности разрабатываемых методов сверхрелеевского разрешения предложены различные оценки, из которых используются в основном три показателя [2, 4–7]:

1) первый определяет относительную величину превышения критерия Релея по анализируемому параметру;

2) второй – ошибку найденных значений параметров;

3) третий – отношение сигнал/шум (ОСШ), при котором достигается заданная степень превышения критерия Релея по анализируемому параметру.

По сравнению с релеевским разрешением предлагаемые методы сверхрелеевской обработки, как новый класс некорректно поставленных задач, менее устойчивы к различным мешающим факторам. В связи с этим первый и третий показатели часто объединяют в один, в результате относительную величину превышения критерия Релея ставят в зависимость от ОСШ [2, 4–7].

Анализ эффективности известных методов углового сверхразрешения, например, алгоритмов Берга, Кейпона, MUSIC и других показывает, что пара равномошных источников, разнесенных на полуширину $\Delta\theta/2$ и треть $\Delta\theta/3$ диаграммы направленности (ДН), разрешаются, если ОСШ для каждого из источников составит 17...22 дБ и 25...32 дБ соответственно [2, 5, 6].

Помимо обязательного наличия большого ОСШ, существенно превышающего отношение сигнал/шум, достигаемое в радиолокационных системах (РЛС), известным методам углового сверхразрешения присущи и другие недостатки. Так, при использовании данных методов часто отмечается не только



плохая обусловленность корреляционных матриц сигналов, приводящая к неустойчивости вычислительной процедуры, но и потребность априорного знания количества пеленгуемых источников. Последнее нередко приводит к смещенным оценкам угловых координат.

Для преодоления этих недостатков предлагаются различные варианты формирования «виртуальных» антенных решеток (ВАР) [8–19].

Сигналы «виртуальных» элементов ВАР формируют в границах «виртуальной» апертуры, которая находится вне апертуры реальной антенной решетки (РАР), посредством пролонгации сигналов существующих АЭ различными способами [8–19]. Однако аналитически формируемые сигналы должны быть адекватны реальным сигналам, которые могли бы быть получены на входах настоящей апертуры, если бы она была равной «виртуальной».

Из этого следует, что использование сигналов «виртуальных» элементов в ВАР эквивалентно увеличению апертуры реальной антенной системы на величину «виртуальной» апертуры.

При этом следует заметить, что ОСШ на выходах элементов РАР, требуемое для формирования известных ВАР [8–14], намного больше ОСШ, достижимого на выходах антенных элементов в РЛС.

В результате этого известные ВАР изменяются при пеленгации, поскольку большое ОСШ на выходе РАР, требуемое для реализации существующих алгоритмов углового сверхрелеевого разрешения, при пеленгации на самом деле существует [8–14].

ОСШ на выходах антенных элементов РАР РЛС намного меньше [1–3], чем требуется для реализации известных ВАР [8–17], поэтому сформировать ВАР на основе антенной системы РЛС, используя известные методы экстраполяции сигналов [8–17], невозможно.

Для того чтобы преодолеть этот недостаток формирования ВАР, в работах [15–17] влияние случайной составляющей на значение принимаемого сигнала предлагается уменьшить за счет коллективной обработки сигналов [15, 17], что должно обеспечить ОСШ на выходах антенных элементов РАР не менее 10...14 дБ.

Однако приведенные численные результаты исследований в работах [15–17] показывают, что предлагаемый метод формирования ВАР эффективен лишь в частном случае, когда положение источников сигналов симметрично относительно ожидаемого углового направления приема сигналов θ_{om} .

В случае произвольного расположения источников сигналов в пространстве предлагаемый метод формирования ВАР приводит к большим ошибкам определения их угловых координат.

Для лучшего понимания предлагаемой обработки и упрощения получаемых выражений, но без потери общности решения задачи, вместо фазированных антенных решеток рассмотрим реальные (РЛ) и «виртуальные» (ВЛ) линейные антенные решетки (ЛАР) изотропных АЭ.

Сигнал $s(t, \theta_m)$, принимаемый с ожидаемого углового направления приема θ_{om} и представляющий собой аддитивную смесь сигналов от M -точечных объектов, находящихся в одном разрешаемом объеме на угловых направлениях θ_m , может быть записан [2, 3] так:

$$s(t, \theta_m) = \sum_{m=1}^M s_m(t - \tau_m, \theta_m), \quad m = \overline{1, M}. \quad (1)$$

Здесь $s_m(t - \tau_m, \theta_m)$ – принимаемый сигнал от m -го объекта;

$\tau_m = R_m / c$ – время запаздывания прихода фазового фронта сигнала от m -го объекта на первый АЭ;

R_m – модуль радиус-вектора, соединяющий первую точку приема антенной плоского фронта волны от m -го точечного объекта и сам объект.

В большинстве случаев пространственно-временная обработка реализуется на разделяемых (факторизуемых) этапах обработки, которая возможна, если обрабатываемые сигналы узкополосны в пространственно-временном смысле [2, 3, 20–22].

С учетом условия факторизации сигнал от m -го объекта, принимаемого n -м АЭ ЛАР, можно записать в виде [2, 3, 20–22]:

$$s_{mn}(t - \tau_m - \tau_{mn}) \approx \text{Re}\{S_m(t - \tau_m)e^{j2\pi f_0 t} S_{\theta mn}\}, \quad (2)$$



где $S_{mn}(t - \tau_m - \tau_{mn})e^{j2\pi f_0 t} \approx S_m(t - \tau_m)e^{j2\pi f_0 t}$, $S_{\theta mn} = e^{j\varphi_n(\theta_m)}$ – комплексные временная и пространственная составляющие узкополосного, в пространственно-временном смысле сигнала;

$$n = \overline{1, N};$$

$\tau_{mn} = [(n - 1)d\sin\theta_m]/c$ – время запаздывания прихода плоского фазового фронта сигнала от m -го объекта относительно первого АЭ ЛАР на n -й антенный элемент РЛ с шагом АЭ d ;

$S_m(t - \tau_m)$ – комплексная огибающая сигнала;

f_0 – несущая частота;

$\varphi_n(\theta_m) = [-2\pi(n - 1)d\sin\theta_m]/\lambda$;

λ – длина волны.

Известно, что комплексная решающая статистика (КРС) Z_m принятия решения об обнаружении полезного детерминированного сигнала от одного m -го объекта на фоне аддитивного эквивалентного пространственно-временного белого шума может быть записана [2, 3, 20–22] так:

$$Z_m = \mathbf{Y}^T \mathbf{K}_{\theta t}^{-1*} \mathbf{S}_{o\theta m}^* = \quad (3.1)$$

$$= \sigma^{-2} \mathbf{Y}^T (\mathbf{S}_{o\theta m}^* \otimes \mathbf{I}_t) (\mathbf{1} \otimes \mathbf{S}_{o\theta m}^*) = \quad (3.2)$$

$$= \sigma^{-2} \mathbf{Y}^T (\mathbf{I}_\theta \otimes \mathbf{S}_{o\theta m}^*) (\mathbf{S}_{o\theta m}^* \otimes \mathbf{1}). \quad (3.3)$$

Здесь $\mathbf{Y} = S_{\theta m} + \mathbf{N}$ – вектор-столбец комплексной огибающей принимаемого сигнала от m -го объекта;

$\mathbf{S}_{\theta m} = \mathbf{S}_{\theta m} \otimes \mathbf{S}_{o\theta m}$, $\mathbf{S}_{o\theta m} = \mathbf{S}_{o\theta m} \otimes \mathbf{S}_{o\theta m}$ – вектор-столбцы комплексных огибающих принимаемого и ожидаемого полезных сигналов от m -го объекта с пространственными $\mathbf{S}_{\theta m} = \|S_{\theta mn}\|$, $\mathbf{S}_{o\theta m} = \|S_{o\theta mn}\|$, $S_{\theta mn} = e^{j\varphi_n(\theta_m)}$, $S_{o\theta mn} = e^{j\varphi_n(\theta_{om})}$, $n = \overline{1, N}$ и временной $\mathbf{S}_{o\theta m} = \|S_{o\theta k}\|$, $S_{o\theta k} = S_o(t_k)$, $k = \overline{1, K}$ структурами, получаемыми при пространственной и временной дискретизации;

θ_{om} – угловое направление m -й источник сигнала;

$\mathbf{N} = \|\mathbf{N}_n\|$, $n = \overline{1, N}$ – блочный вектор-столбец пространственно-временного белого шума;

$\mathbf{N}_n = \|N_{nk}\|$, $N_{nk} = N_n(t_k)$, $k = \overline{1, K}$ – вектор-столбец временной структуры шума n -го пространственного канала.

Корреляционная функция пространственно-временного белого шума при равных

мощностях внутренних шумов АЭ ЛАР $\mathbf{K}_{\theta t}$ в выражении (3.1) определяется следующим равенством [20]:

$$\mathbf{K}_{\theta t} = \mathbf{K}_\theta \otimes \mathbf{K}_t = \sigma^2 \mathbf{I}_\theta \otimes \mathbf{I}_t, \quad (4)$$

где $\mathbf{K}_t = M[\mathbf{N}_n \mathbf{N}_n^{*T}] = \sigma^2 \mathbf{I}_t$ – корреляционная матрица временной структуры белого шума;

$M[\cdot]$ – математическое ожидание;

$\sigma^2 = M[N_{nk} N_{nk}^*]$ – дисперсия шума;

\mathbf{I}_θ – пространственная структура корреляционной матрицы $\mathbf{K}_{\theta t}$, характеризующая независимость шумов различных пространственных каналов;

$\mathbf{I}_\theta, \mathbf{I}_t$ – единичные матрицы размерностью N и K , соответственно;

\otimes – операция кронекеровского произведения матриц;

$*$, T – верхние индексы комплексного сопряжения и транспонирования матриц.

Соотношение (3.2) определяет алгоритм, в котором сначала осуществлена пространственная обработка, а затем временная. Выражение (3.3) – это алгоритм, в котором первоначально выполнена временная обработка после каждого АЭ, а затем – пространственная [2, 3, 20–22].

При приеме сигналов от M источников сигналов длительностью τ_c с шириной спектра ΔF_c , не разрешаемых по дальности ($\tau_{m \max} - \tau_{m \min} \ll \tau_c$ и частоте ($F_{d \max} - F_{d \min} \ll \Delta F_c$), используя выражение (3.1), сигнальную составляющую КРС Z_m можно представить [2, 3, 20–22] так:

$$M[Z_m] = \sigma^{-2} M \left[\sum_{m=1}^M (\mathbf{S}_{\theta m} \otimes \mathbf{S}_{o\theta m} + \mathbf{N})^T (\mathbf{S}_{o\theta m} \otimes \mathbf{S}_{o\theta m})^* \right] = \\ = q_o^2 N \sum_{m=1}^M \rho(\theta_{om}, \theta_{om}), \\ m = \overline{1, M}. \quad (5)$$

Здесь $N\rho(\theta_m, \theta_{om}) = \mathbf{S}_{\theta m}^T \mathbf{S}_{o\theta m}^* = N \text{sinc}(\pi N d_m \vartheta_m / \lambda) e^{-j(\pi d_m (N-1) \vartheta_m / \lambda)}$ – функция углового рассогласования пространственных структур сигналов (ФР), принимаемых с истинного θ_m и ожидаемого θ_{om} направлений прихода сигнала;

$d_m = d \cos \theta_m$ – проекция шага РЛ на плоский фазовый фронт волны, приходящей под ожидаемым углом θ_{om} ;



$$\vartheta_m = |\theta_m - \theta_{om}| \leq \Delta\Theta;$$

$q_o^2 = \mathbf{S}_{ot}^T \mathbf{S}_{ot}^* / \sigma^2$ – ОСШ m -го объекта после временной согласованной обработки в одном АЭ.

Из выражения (4) следует, что нормированная ФР (НФР) $\rho(\theta_m, \theta_{om})$ совпадает с известным выражением нормированной ДН ЛАР при равномерном амплитудном и линейном фазовом распределении.

Для наглядности принципа предлагаемого углового сверхразрешения в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов ограничимся моделированием обработки, определяемой выражением (3.3).

В качестве примера была выбрана РЛ с 64 АЭ, ширина ДН которой составляет $\Delta\Theta \approx 1,2^\circ$. На основе этой РЛ была сформирована «виртуальная» ЛАР с $N = 64$ реальными и $N_b = 128$ «виртуальными» АЭ, сумма которых $(N + N_b) = 192$.

С целью сравнения углового разрешения были рассмотрены «виртуальная» и ЛАР с равным числом АЭ – 192, при априорно неопределенном пространственном расположении источников сигналов, не разрешаемых РЛ с 64 АЭ.

Были произвольно выбраны несимметричные угловые положения первого $\theta_1 = 11,7^\circ$, второго $\theta_2 = 12,1^\circ$ и третьего $\theta_3 = 12,6^\circ$ неразрешаемых источников сигналов, которые смещены относительно ожидаемого углового направления прихода сигнала $\theta_{om} = 12^\circ$.

На рис. 1 приведен результат моделирования с помощью трех НФР диаграммы направленности РЛ с 64 АЭ по мощности без шумов, описывающих прием сигналов от трех неразрешаемых источников в зависимости от угловой расстройки $\theta = \theta_{om} - \theta_m$. Кроме того, для понимания принципов не только известной обработки (3), но и предлагаемой, были смоделированы распределения в антенных элементах РЛ реальной составляющей пространственной структуры принимаемых сигналов (РРС) $\text{Re} \sum_{m=1}^M (\mathbf{S}_{\theta mn} \mathbf{S}_{\theta mn}^*)$ и значений ее фаз (РФС)

$$\arg \sum_{m=1}^M (\mathbf{S}_{\theta mn} \mathbf{S}_{\theta mn}^*), \quad n = \overline{1, N}.$$

Результаты моделирования РРС и РФС в отсутствие шумов при трех принимаемых неразрешаемых сигналах РЛ с 64 АЭ приведены на рис. 2.

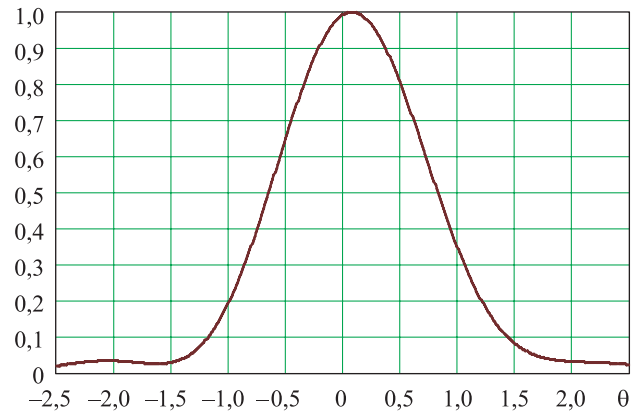


Рис. 1. ДН РЛ с 64 АЭ при обработке трех неразрешаемых источников сигналов

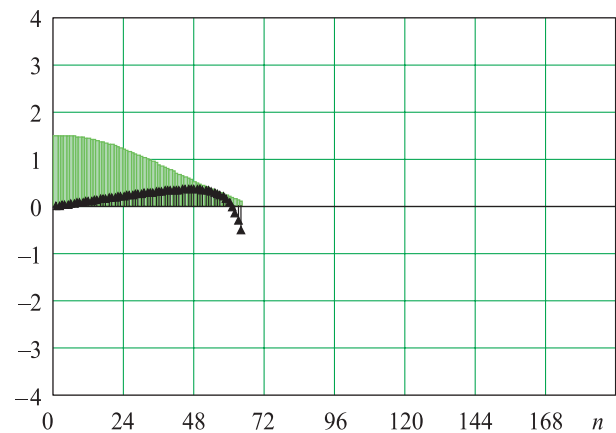


Рис. 2. РРС (■) и РФС (▲) РЛ с 64 АЭ при обработке трех неразрешаемых источников сигналов

На рис. 3 приведены результаты моделирования РРС и РФС без шумов в РЛ со 192 АЭ при фазировании, соответственно, на первый $\theta_{om} = \theta_1$, второй $\theta_{om} = \theta_2$ и третий $\theta_{om} = \theta_3$ источники сигналов.

Известно [14], что в теории прогнозирования любой прогноз будет являться близким к действительности лишь в том случае, если на интервале прогноза будут действовать те же закономерности, которые были на интервале предыстории.

Между тем сравнение РРС реальной ЛАР с 64 АЭ (см. рис. 2) и РРС реальной ЛАР со 192 АЭ (см. рис. 3) показывает, что даже при отсутствии шума закономерности РРС, наблюдаемые в РЛ с 64 АЭ, не встречаются в РРС после 65-го АЭ, в РЛ со 192 АЭ.

Задача существенно усложняется при наличии шума. ОСШ при моделировании после временной обработки в одном простран-

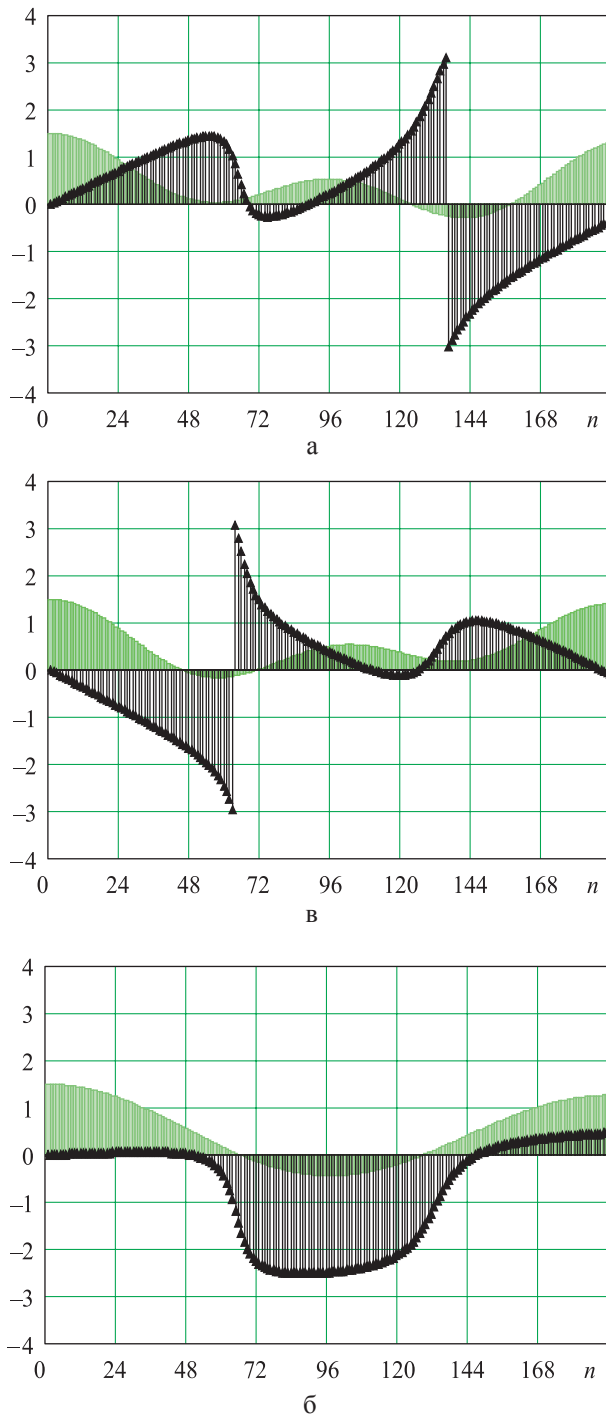


Рис. 3. РРС (■) и РФС (▲) без шумов в РЛ со 192 АЭ при фазировании на разрешаемые источники сигналов на:
а – θ_1 ; б – θ_2 ; в – θ_3

ственном канале РЛ с 64 АЭ было выбрано равным $-4,5$ дБ. Выбор такого ОСШ обусловлен областью стандартных показателей качества радиолокационного обнаружения, которые определяются ОСШ после пространственно-временной обработки. Так, ОСШ после пространственно-временной обработки, опре-

деляемое областью стандартных показателей качества обнаружения, было выбрано равным $13,3$ дБ. При этом ОСШ, необходимое для получения стандартных показателей качества радиолокационного обнаружения, на антенных элементах РЛ, составляет величину, намного меньшую, чем требуется для формирования ранее предлагавшихся ВАР [14, 15, 17], а после всей обработки – величину, меньшую, чем для реализации известных алгоритмов углового сверхразрешения, например, Берга, Кейпона, MUSIC и др. [2, 5, 6].

Для достоверности анализа влияния шумов на РРС реальных ЛАР при разрешении разных источников сигналов моделировалась одна и та же реализация пространственно-временного шума.

На рис. 4 приведены РРС и РФС для РЛ со 192 АЭ при приеме сигналов с шумами, когда РЛ сфазирована, соответственно, на первый $\theta_{om} = \theta_1$, на второй $\theta_{om} = \theta_2$ и на третий $\theta_{om} = \theta_3$ разрешаемые источники сигналов.

Из результатов моделирования следует, что, поскольку шум превалирует, РРС реальных ЛАР со 192 АЭ отличаются друг от друга незначительно (см. рис. 4). Такая нивелировка РРС, несмотря на то что зависимости РРС для разных ожидаемых угловых направлений приема сигналов без шумов различаются существенно (см. рис. 3), подтверждает низкую вероятность получения точной экстраполяции сигналов известными методами при малом ОСШ на антенных элементах РЛ [17].

Таким образом, при типовых показателях качества обнаружения сигналов радиолокационными средствами в условиях априорной неопределенности угловых положений их источников решение задачи углового сверхразрешения с использованием «виртуальных» антенных решеток представляет не только научный, но и практический интерес.

Приведенные результаты моделирования РРС подтверждают известный вывод о том, что в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов, когда ОСШ на антенных элементах меньше (много меньше) единицы, задача экстраполяции пространственной структуры совокупного сигнала (1), сформированного M точечными

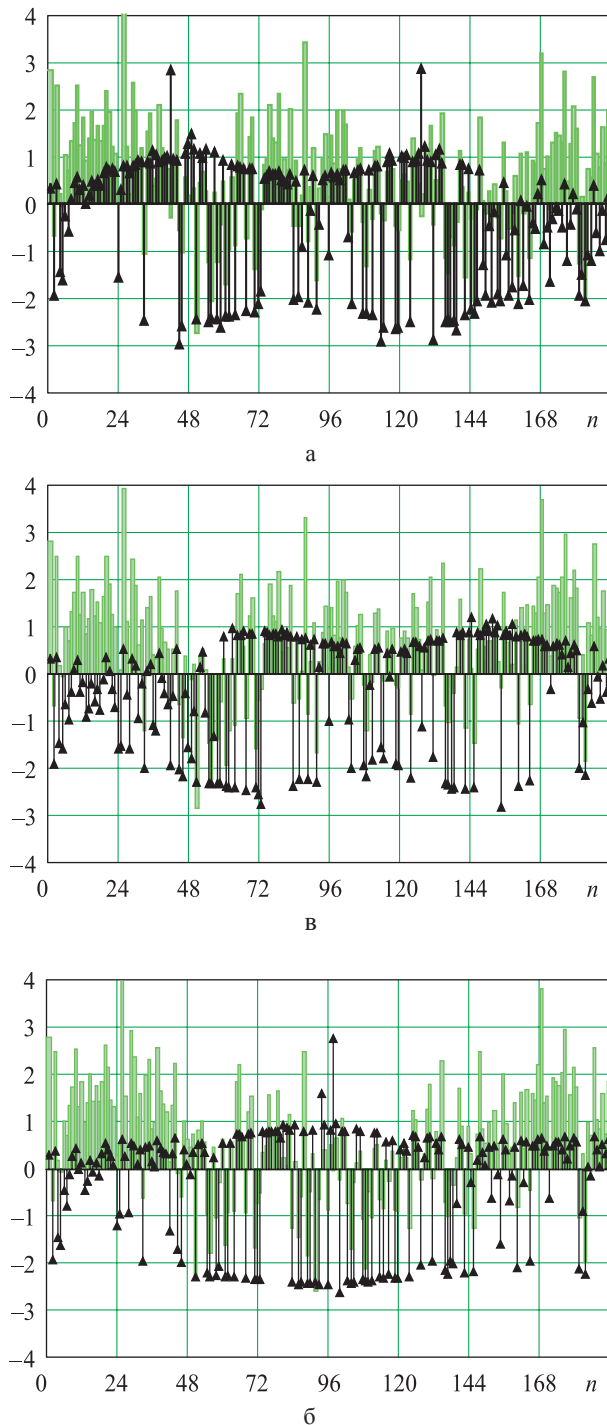


Рис. 4. РРС (■) и РФС (▲) с шумами в РЛ со 192 АЭ при фазировании на разрешаемые источники сигналов:

а – на первый; б – на второй; в – на третий

объектами, находящимися в одном разрешаемом объеме, известными методами не может быть решена.

При приеме сигнала из дальней зоны фазовая структура его пространственной составляющей для любого n_b -го «виртуального»

АЭ, аналогично реальному, может быть записана так:

$$S_{\theta m n_b} = e^{j\varphi_{n_b}(\theta_m)} = e^{-j2\pi(N+n_b-1)d\sin\theta_m/\lambda}$$

Поскольку в ряде случаев исследователи стремятся, чтобы апертура ВЛ в G раз превышала апертуру РЛ, то количество АЭ в ВЛ составит

$$N_b = GN,$$

где G – количество итераций сигналов РЛ, необходимых для формирования требуемого количества N_b .

Тогда ожидаемый фазовый набег сигнала от m -го объекта в n_b -м антенном элементе ВЛ $\varphi_{n_b g}(\theta_m)$ при g -й итерации определится соотношением

$$\varphi_{n_b g}(\theta_m) = \varphi_{N_b g - 1}(\theta_m) + \varphi_{n_b g}(\theta_m).$$

Здесь $\varphi_{n_b g}(\theta_m) = -2\pi(n_b g - 1)d\sin\theta_m/\lambda$ – фазовый набег в $n_b g$ -м антенном элементе ВЛ при g -й итерации;

$n_{bg} = \overline{(g-1)N + 1 - (g-1)N, (g+1)N - gN} = \overline{1, N}$ – локальный номер антенного элемента ВЛ на g -й итерации;

$$g = \overline{1, G};$$

$\varphi_{N_b g - 1}(\theta_m) = -2\pi(g-1)Nd\sin\theta_m/\lambda$ – групповой фазовый набег всех антенных элементов ВЛ для g -й итерации.

Поскольку экстраполяция принимаемого сигнала $S_{\theta m}$ может осуществляться только в присутствии аддитивного шума, то экстраполируется принимаемая реализация Y :

$$Y_G = \|S_{\theta omg} Y\| = S_{\theta omG} \otimes \Psi, g = \overline{1, G}.$$

Здесь $S_{\theta omG} = \|S_{\theta omg}\| = \|e^{-2\pi(g-1)Nd\sin\theta_m/\lambda}\|, g = \overline{1, G}.$

Тогда после G итераций принимаемых сигналов РЛ комплексная решающая статистика Z_{mG} принятия решения об обнаружении разрешаемого полезного детерминированного сигнала от m -го объекта на фоне аддитивного эквивалентного пространственно-временного белого шума N аналогично выражениям (3.1)–(3.3) может быть записана так:

$$Z_{mG} = Y_G^T K_{\theta mG}^{-1} S_{\theta omG}^* = \tag{5.1}$$

$$= \sigma^{-2} Y_G^T (S_{\theta omG}^* \otimes I_t) (1 \otimes S_{\theta om}^*) = \tag{5.2}$$



$$= \sigma^{-2} \mathbf{Y}_G^T (\mathbf{I}_{\theta G} \otimes \mathbf{S}_{\theta m}^*) (\mathbf{S}_{\theta m G}^* \otimes \mathbf{1}), \quad (5.3)$$

где $\mathbf{K}_{\theta r G} = M[\mathbf{N}_G \mathbf{N}_G^{*T}]$;

$$g = \overline{1, G};$$

$$\mathbf{N}_G = \|\mathbf{S}_{\theta om G} \mathbf{N}\| = \mathbf{S}_{\theta om G} \otimes \mathbf{N},$$

$$\mathbf{S}_{\theta om G} = \|\mathbf{S}_{\theta om g} \mathbf{S}_{\theta m}\|;$$

$\mathbf{S}_{\theta om G} = \mathbf{S}_{\theta om G} \otimes \mathbf{S}_{\theta m}$ – ожидаемый полезный сигнал с учетом G итераций;

$\mathbf{I}_{\theta G}$ – единичная матрица размерностью $N + N_B$.

Тогда, принимая во внимание выражение (5.1), сигнальную составляющую КРС Z_{mG} можно представить в виде формулы

$$M[Z_{mG}] = \mathbf{S}_{\theta m G}^T \mathbf{K}_{\theta r G}^{-1*} \mathbf{S}_{\theta om G}^* + \sum_{r=1, r \neq m}^M \mathbf{S}_{\theta r G}^T \mathbf{K}_{\theta r G}^{-1*} \mathbf{S}_{\theta om G}^*, \quad (6)$$

где $\mathbf{S}_{\theta m G} = \mathbf{S}_{\theta m G} \otimes \mathbf{S}_{\theta m}$;

$$\mathbf{S}_{\theta m G} = \|\mathbf{S}_{\theta om G} \mathbf{S}_{\theta m}\|;$$

$$g = \overline{1, G};$$

$$\mathbf{S}_{\theta r G} = \mathbf{S}_{\theta m r G} \otimes \mathbf{S}_{\theta r};$$

$$\mathbf{S}_{\theta m r G} = \mathbf{S}_{\theta m G} \otimes \mathbf{S}_{\theta r};$$

$$\mathbf{S}_{\theta r} = \mathbf{S}_{\theta r} \otimes \mathbf{S}_{\theta r};$$

$$\mathbf{S}_{\theta r} = \|\mathbf{S}_{\theta m}\|;$$

$$\mathbf{S}_{\theta m} = e^{-j2\pi(n-1)d \sin \theta r / \lambda};$$

$$r \neq m, r = \overline{1, M}.$$

Получить аналитическое выражение оценки истинного углового направления на m -й источник сигнала $\hat{\theta}_m$ не представляется возможным, поэтому минимизация расстройки $v_m = (\theta_{mo} - \theta_m)$ ожидаемого углового направления приема θ_{moi} ВЛ и истинного направления на m -й источник θ_m сигнала будет достигнута при максимизации решающей статистики [3, 21]:

$$\max_{\theta_{moi}} (\operatorname{Re} M[Z_{mG}(\theta_{moi})]), \quad i = \overline{1, I}.$$

Количество точек $I = \Delta\Theta / \Delta\theta_{\text{мов}}$ определится требуемой точностью и возможным шагом дискретизации ожидаемого углового направления прихода сигнала $\Delta\theta_{\text{мов}}$ в ВЛ в пределах ширины $\Delta\Theta$ ДН РЛ.

В результате этого максимальное значение ДН ВЛ, сфазированной на ожидаемое угловое направление θ_{moi} , обеспечит выделение сигналов с углового направления θ_m .

Для подтверждения возможности обработки с помощью ВЛ, предложенной авторами

данной статьи в патенте [18], было проведено математическое моделирование, ограниченное двумя итерациями сигналов РЛ. Для наглядности углового сверхразрешения в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов вначале осуществлялась временная согласованная обработка сигналов в каждом пространственном канале, а затем – пространственная с помощью ВЛ.

На рис. 5 представлены результаты моделирования без шумов и с пространственно-временными шумами РРС и РФС «виртуальной» ЛАР, формируемой двумя итерациями, с $N = 64$ реальными и $N_B = 128$ «виртуальными» АЭ при максимизации решающей статистики $\max_{\theta_{moi}} (\operatorname{Re} M[Z_{mG}(\theta_{moi})])$, $i = \overline{1, I}$ при фазировании, соответственно, на первый θ_{o1} , второй θ_{o2} и третий θ_{o3} источники сигналов.

Моделирование идеального случая, когда шумы отсутствуют, приведено с целью пояснения предлагаемого принципа формирования ВЛ.

На рис. 6 приведены результаты моделирования диаграммы направленности по мощности ВЛ со $(N + N_B) = 192$ АЭ в присутствии пространственно-временного шума, разрешающей, соответственно, первый θ_{o1} , второй θ_{o2} и третий θ_{o3} источники сигналов, которые не разрешаются РЛ с $N = 64$ АЭ (см. рис. 1), при максимизации решающей статистики

$$\max_{\theta_{moi}} (\operatorname{Re} M[Z_{mG}(\theta_{moi})]), \quad i = \overline{1, I}.$$

Как и ранее, ОСШ при моделировании после временной обработки в одном пространственном канале РЛ с 64 АЭ было равно $-4,8$ дБ, а на выходе РЛ составило 13,3 дБ.

Подведем итоги моделирования.

1. Наличие превалирующего шума в каналах приема радиолокационных систем исключает возможность формирования ВАР путем экстраполяции сигналов с выходов антенных элементов РАР известными методами.

2. Для углового сверхразрешения радиолокатором при ОСШ, типичном для обнаружения целей, целесообразно реализовать способ, предложенный авторами данной статьи в патенте [18]. При его использовании после требуемого

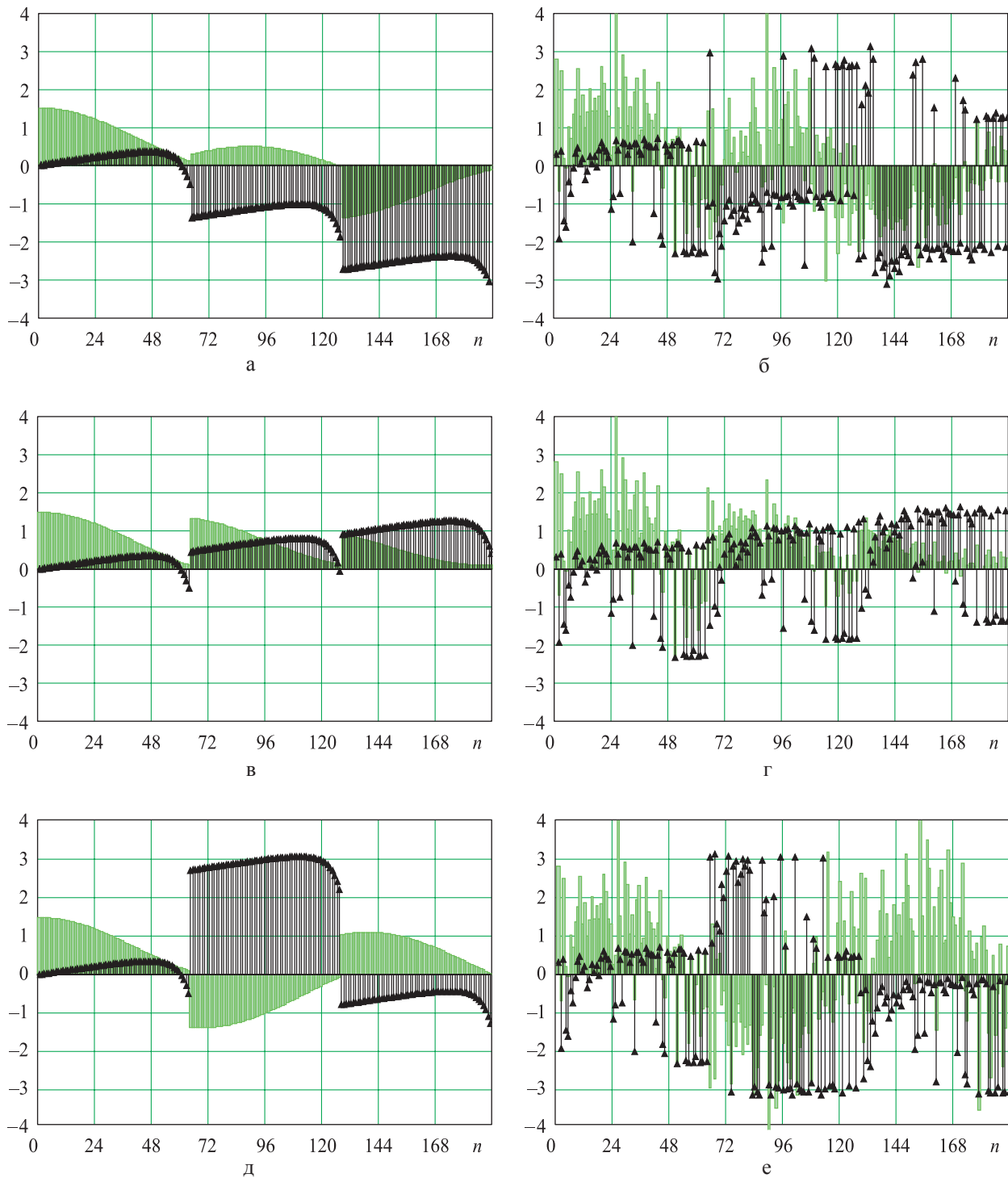


Рис. 5. RPC (■) и RFC (▲) без шумов и с шумами «виртуальной» ЛАР с 64 реальными и со 128 «виртуальными» АЭ при разрешении первого источника (а, б), второго – (в, г), третьего – (д, е)

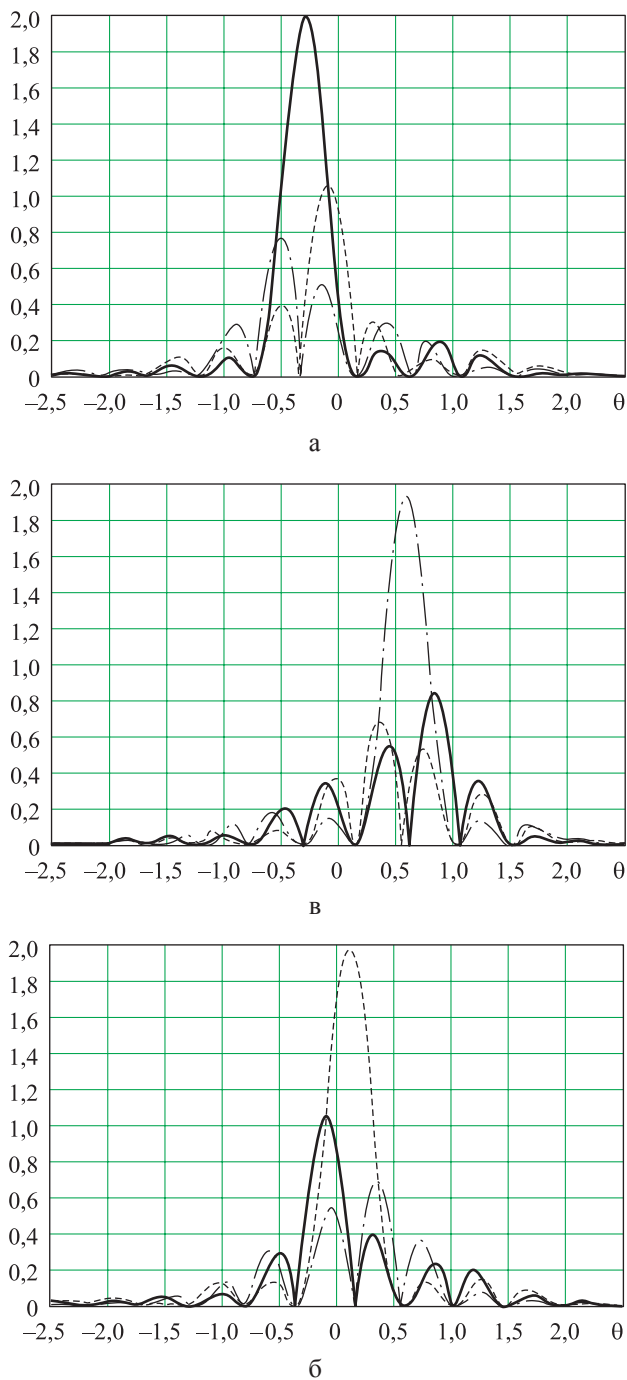


Рис. 6. ДН ВЛ с двойной итерацией РЛ с 64 реальными АЭ при фазировании на первый (а), второй (б) и третий (в) источники сигналов

количества итераций пространственной структуры сигналов РЛ с учетом ожидаемых угловых направлений их приема фазирование ВЛ на соответствующий источник сигналов определится максимизацией решающей статистики.

3. Предлагаемый метод углового сверхразрешения в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов

обеспечил разрешение ВЛ сигналов с ОСШ. После временной обработки в одном пространственном канале РЛ с 64 АЭ оно составило $-4,8$ дБ, что намного меньше результатов, полученных по известным методам экстраполяции сигналов. При этом ОСШ на выходе РЛ равно $13,3$ дБ, что меньше, чем требуется для реализации известных алгоритмов после пространственно-временной обработки. Смоделированное значение ОСШ находится в области типовых показателей качества обнаружения радиолокационными средствами.

4. Предлагаемый метод формирования ВАР позволяет разрешать в основном лепестке ДН источники сигналов, расположенные произвольно относительно ожидаемого углового направления приема сигналов (см. рис. 6), которые не разрешаются РАР (см. рис. 2).

5. При реализации предлагаемого метода и алгоритма углового сверхразрешения в условиях априорной неопределенности угловых положений источников сигналов выявлено наличие следующих признаков, позволяющих отнести данную задачу к новому классу некорректно поставленных задач:

- необходимость разработки новых приемов решения задачи углового сверхразрешения не только в теории антенн и пространственно-временного обнаружения сигналов, но и при построении алгоритмов пространственной обработки сигналов антенными решетками;
- формирование ВАР возможно при использовании новых закономерностей, ранее не применявшихся в классической теории не только антенн, но и пространственно-временного обнаружения сигналов;
- потребность в создании новых алгоритмов углового сверхразрешения при использовании нестандартной априорной информации о пространственной структуре источников сигналов ВАР.

6. Реализована двойная итерация РРС реальной ЛАР с 64 АЭ, учитывающая на каждом шаге изменения ожидаемых фазовых структур итерлируемых сигналов, необходимых для формировании ВЛ (см. рис. 5, а, в, д). Установлено, что структуры итерлируемых сигналов с разными ожидаемыми угловыми направлениями их приема θ_{01} , θ_{02} и θ_{03} отличаются друг от друга,



несмотря на одни и те же исходные сигналы РЛ с 64 АЭ (см. рис. 2).

7. РРС и РФС реальной (см. рис. 3, а, б, в) и «виртуальной» (см. рис. 5, а, в, д) ЛАР с одним количеством АЭ существенно отличаются друг от друга при наличии и отсутствии шумов.

8. Наличие нескольких разрешаемых целей приводит к некоторому смещению максимума ДН ВЛ (см. рис. 6). Это вызвано предлагаемым методом решения нового класса некорректно поставленных задач.

Таким образом, предложенный метод обеспечивает в радиолокационных средствах при отношении сигнал/шум, определяемом стандартными показателями качества радиолокационного обнаружения, угловое сверхразрешение «виртуальными» антенными решетками источников сигналов при их произвольном угловом положении.

Список литературы

1. *Ширман Я. Д.* Разрешение и сжатие. М.: Советское радио, 1974. 360 с.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Изд. 2-е, перераб. и доп. / *Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко* и др.; под ред. *Я. Д. Ширмана*. М.: Радиотехника, 2007. 510 с.
3. Обработка сигналов в радиотехнических системах / *А. Д. Долматов, А. А. Елисеев, А. П. Лукошкин* и др.; под ред. *А. П. Лукошкина*. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. 400 с.
4. *Агеев А. Л., Антонов Т. В.* О новом классе некорректно поставленных задач // Известия УрГУ. 2008. № 58. С. 24–42.
5. *Ратынский М. В.* Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
6. *Варюхин В. А.* Основы теории многоканального анализа. Киев: Наук. думка, 2015. 168 с.
7. *Климов С. А.* Метод повышения разрешающей способности радиолокационных систем при цифровой обработке сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2013. № 1. С. 1–25.
8. *Buhren M., Pesavento M., Bohme J. F.* A new approach to array interpolation by generation of artificial shift invariances: interpolated ESPRIT. Proceedings IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Proces. (ICASSP). 2003. Vol. 5. Pp. 362–370.
9. *Vajwa W. U., Gedalyahu K., Eldar Y. S.* Identification of Parametric Under spread Linear Systems and Super-Resolution Radar // IEEE Transactions on Signal Processing. 2011. Vol. 52. No. 5. Pp. 2548–2561.
10. *Ашихмин С. А., Перишин П. В., Федоров С. М.* Улучшение разрешения двух источников с помощью формирования «виртуальной» антенной решетки // Воронеж: Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 64–69.
11. *Herman M. A., Strohmer T.* High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. 2009. Vol. 57. № 6. Pp. 2275–2284.
12. *Hyberg P.* Antenna Array Mapping for DOA Estimation in Radio Signal Reconnaissance. PhD thesis. Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden. 2005. DOI: 10.11648/j.ajea.20150301.11
13. *Belloni F., Richter A., Koivunen V.* Reducing Excess Variance in Beamspace Methods for Uniform Circular Array. In Proceedings of the IEEE Workshop on Statistical Signal Processing (SSP), Bordeaux, France. July 17–20, 2005. Pp. 940–943.
14. *Орлов И. Я., Евсеев А. П., Вьюгин П. Н., Пучков А. В.* Анализ проблем создания «сверхразрешающей» цифровой антенной решетки с помощью алгоритма полигармонической экстраполяции // Труды 24-й Междунар. научн.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2018. С. 1–12.
15. *Лаговский Б. А.* Восстановление изображения групповой цели цифровыми антенными решетками // Антенны. 2011. Вып. 2 (165). С. 40–46.
16. *Лаговский Б. А., Шумов И. Ю.* Восстановление двумерных изображений источников излучения со сверхразрешением // Антенны. 2013. Вып. 4 (191). С. 60–65.
17. *Лаговский Б. А.* Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенны. 2013. Вып. 6 (193). С. 9–16.
18. *Гелесев А. И., Зайцев В. Е., Красько А. Г., Порсев В. И.* Пат. 2642883 РФ. Способ углового сверхразрешения цифровыми антенными решетками // Бюл. 2018. № 4. 15 с.
19. *Порсев В. И., Гелесев А. И., Ворошилин Е. П.* и др. Выделение парциальных траекторий с применением синтезируемой виртуальной апертуры антенны РЛС // Вестник воздушно-космической обороны. 2016. Вып. 3 (11). С. 87–92.



20. Пространственно-временная обработка сигналов / *И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров* и др.; под ред. *И. Я. Кремера*. М.: Радио и связь, 1987. 224 с.

21. Теория обнаружения сигналов / *П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович* и др.; под

ред. *П. А. Бакута*. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.

22. *Гелесев А. И.* Радиолокационные и радионавигационные системы. Введение в теорию. М.: Изд-во филиала Воен. Акад. РВСН, 1999. 128 с.

Поступила 18.10.19

Порсев Валерий Иосифович – доктор технических наук, профессор, заместитель генерального директора по научной работе Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: радиолокация, математическое и имитационное моделирование.

Гелесев Александр Иванович – доктор технических наук, профессор, начальник сектора Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: пространственно-временная обработка сигналов.

Красько Александр Григорьевич – инженер 1-й категории Акционерного общества «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники», г. Москва.

Область научных интересов: антенные решетки, помехозащищенность, математическое моделирование антенных систем.

Angular superresolution of signals using virtual antenna arrays

We analysed existing publications concerning virtual antenna arrays and determined the limitations of using them in radar systems for the case of prior uncertainty regarding angular positions of signal sources. The paper shows that it is possible to increase angular coordinate resolution for the case of prior uncertainty regarding angular positions of signal sources by employing a virtual antenna array at typical signal-to-noise ratios used in radar signal processing. We provide results of simulating the signals numerically, which confirm our analytical calculations.

Keywords: angular superresolution of signals, virtual antenna arrays, spatial structure extrapolation.

Porsev Valeriy Iosifovich – Doctor of Engineering Sciences, Deputy General Director in Research Work, Joint stock company “All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering”, Moscow.

Science research interests: radiolocation, mathematical and physical simulation.

Gelesev Aleksandr Ivanovich – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Head of Sector, Joint stock company “All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering”, Moscow.

Science research interests: spatio-temporal signal processing.

Krasko Aleksandr Grigorevich – Engineer of the 1st rank, Joint stock company “All-Russian Scientific and Research Institute of Radio Engineering”, Moscow.

Science research interests: antenna arrays, interference immunity, mathematical simulation of antenna systems.