

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы  
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.396.96  
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-3-73-83>  
EDN XDZDDH



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

# Об эквивалентности характеристик и «зеркальности» построения традиционных и ММО радиолокационных станций при параллельном обзоре пространства на основе антенных решеток

Б.М. Вовшин<sup>1, 2, @</sup>,  
А.А. Пушков<sup>1</sup>,  
Е.М. Халтурина<sup>1</sup>

<sup>1</sup> НПО «Алмаз», Москва, 127411 Россия

<sup>2</sup> МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: boris@eleron.net

• Поступила: 30.07.2024 • Доработана: 13.02.2025 • Принята к опубликованию: 31.03.2025

## Резюме

**Цели.** В последние годы в теории и практике радиолокации все больше внимания уделяется вопросам создания ММО (англ., «много входов – много выходов») радиолокационных станций (РЛС), обладающих рядом достоинств перед традиционными РЛС с фазированными антенными решетками. К этим достоинствам следует отнести возможности гибкого обзора пространства, адаптации к меняющейся сигнально-помеховой обстановке и т.д. Технология ММО в радиолокации требует излучения зондирующих сигналов в виде когерентной системы ортогональных сигналов, каждый из которых возбуждает собственный излучатель передающей антенной решетки (АР). Вследствие этого одновременно «освещается» заданная зона поиска цели. Пространственно-временная обработка (ПВО) «собирает» сигналы со всех направлений в облученной зоне на выходе приемника. В связи с этим актуальной является задача поиска оптимальной структуры ПВО в ММО РЛС по сравнению с традиционным подходом. Цель работы – синтез структуры ПВО при одноканальном приеме в ММО РЛС и сравнение полученного построения и характеристик с аналогичными в традиционных РЛС параллельного обзора на основе многолучевой приемной АР.

**Методы.** Используются методы и принципы теории многолучевых антенн с синтезированной апертурой и методы синтеза оптимальных по критерию Неймана – Пирсона обнаружителей на основе отношения правдоподобия.

**Результаты.** Для ММО РЛС с АР на передачу и одиночной слабонаправленной антенной на прием синтезирована разделяющаяся ПВО, формирующая оптимальную предпороговую статистику (ППС) обнаружителя на фоне белого гауссова шума. Проведено сравнение полученной ППС с аналогичной ППС в традиционной РЛС параллельного обзора пространства, имеющей «зеркальное» построение.

**Выводы.** Доказано, что в режиме параллельного поиска цели в одинаковых пространственных секторах показатели качества обнаружения у сравниваемых РЛС при «зеркальном» построении эквивалентны.

**Ключевые слова:** MIMO РЛС, параллельный обзор пространства, пространственно-временная обработка, алгоритм БПФ, многолучевая антенная решетка, предпороговая статистика

**Для цитирования:** Вовшин Б.М., Пушков А.А., Халтурина Е.М. Об эквивалентности характеристик и «зеркальности» построения традиционных и MIMO радиолокационных станций при параллельном обзоре пространства на основе антенных решеток. *Russian Technological Journal*. 2025;13(3):73–83. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-3-73-83>, <https://www.elibrary.ru/XDZDDH>

**Прозрачность финансовой деятельности:** Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

## RESEARCH ARTICLE

# On the equivalence of characteristics and specularity in the construction of traditional and MIMO radars with a parallel view of space based on antenna arrays

Boris M. Vovshin <sup>1, 2, @</sup>,  
Alexander A. Pushkov <sup>1</sup>,  
Elizaveta M. Khalturina <sup>1</sup>

<sup>1</sup> NPO ALMAZ, Moscow, 127411 Russia

<sup>2</sup> MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

@ Corresponding author, e-mail: boris@eleron.net

• Submitted: 30.07.2024 • Revised: 13.02.2025 • Accepted: 31.03.2025

### Abstract

**Objectives.** In recent years, more and more attention has been paid in radar theory and practice to the development of multiple-input and multiple-output (MIMO) radar, which offers a number of advantages over traditional radar based on phased antenna arrays (PAAs). These include the possibility to flexibly view space and adapt to a changing signal-interference environment, etc. MIMO technology used in radar requires the emission of a probe signal in the form of a coherent system of orthogonal signals, each of which triggers its own emitter in the transmitting antenna array (AA). As a result, the specified target search area is simultaneously illuminated. Specific spatiotemporal processing (SSP) is used to collect signals from all directions in the irradiated zone at the receiver output. In this regard, the task of finding an SSP structure in MIMO radar that is optimal compared to the traditional approach becomes urgent. The study set out to synthesize the structure of SSP with single-channel reception in MIMO radar and compare the obtained structure and characteristics with those similar in traditional parallel-view radars based on multipath receiving radar.

**Methods.** The study is based on methods and principles of the theory of multibeam synthesized aperture antennas and methods for the synthesis of optimal Neiman–Pearson detectors based on the likelihood ratio.

**Results.** For a MIMO radar with AA for transmission and reception provided by a single weakly directional antenna, a split SSP was synthesized to form optimal pre-threshold statistics (PTS) of the detector against a background

of white Gaussian noise. The obtained PTS is compared with a similar PTS in a traditional parallel space survey radar with a mirror structure.

**Conclusions.** It is shown that the detection quality indicators of the compared radars in the mirror construction are equivalent in the mode of parallel target search in the same spatial sectors.

**Keywords:** MIMO radar, parallel space survey, space-time processing, FFT algorithm, multipath antenna array, pre-threshold statistics

**For citation:** Vovshin B.M., Pushkov A.A., Khalturina E.M. On the equivalence of characteristics and specularity in the construction of traditional and MIMO radars with a parallel view of space based on antenna arrays. *Russian Technological Journal*. 2025;13(3):73–83. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-3-73-83>, <https://www.elibrary.ru/XDZDDH>

**Financial disclosure:** The authors have no financial or proprietary interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

## ВВЕДЕНИЕ

В последние годы в теории и практике радиолокации значительное место занимают исследования так называемых МИМО (от англ. Multiple-Input, Multiple-Output – «много входов – много выходов») радиолокационных станций (РЛС). Интерес к ним возник в связи с открывающимися возможностями снятия ограничений, свойственных традиционным РЛС с фазированными антенными решетками (ФАР) при наблюдении целей. Ожидается, что технология МИМО может оказаться столь же революционной, как в свое время электронное сканирование, которое заменило механическое в антенной технике, придав новые свойства радиолокационным средствам [1, 2].

Первоначально в идею создания МИМО РЛС, по-видимому, было заложено известное свойство РЛС в режиме обзора: отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника и соответственно показатели качества обнаружения (ПКО) практически не зависят от ширины луча на передачу  $\Delta\theta_{0,5\text{т}}$  при заданном секторе  $\Delta\theta_{\text{обз}}$  и времени  $t_{\text{обз}}$  обзора. Данное утверждение обусловлено тем, что снижение коэффициента направленного действия антенны на передачу, а, следовательно, и уменьшение уровня сигнала на цели в РЛС можно скомпенсировать увеличением времени наблюдения. Поясним этот тезис.

За время нахождения цели в луче шириной  $\Delta\theta_{0,5}$  размер накопленной пачки отраженных сигналов с периодом  $T_0$  составит  $Q = (t_{\text{обз}}\Delta\theta_{0,5})/(T_0\Delta\theta_{\text{обз}})$ . Отсюда следует, что при повышении темпа обзора пропорционально сокращению  $t_{\text{обз}}$  будет снижаться значение  $Q$ , которое при  $T_0 = \text{const}$  можно увеличить только за счет расширения луча  $\Delta\theta_{0,5}$ . Если ширину луча согласовать с сектором обзора  $\Delta\theta_{0,5} = \Delta\theta_{\text{обз}}$ , то эхо-сигналы от всех целей с априори неизвестными угловыми координатами внутри зоны обзора можно «собрать» при использовании приемной многолучевой антенной решетки (МАР). Такой вид обзора получил название «параллельный», и при его применении число когерентно накапливаемых импульсов  $Q$

ограничено только временным интервалом корреляции самой цели  $t_{\text{ц.кор}}$  [3, 4]. Традиционные РЛС с ФАР параллельного обзора на практике имеют следующие известные недостатки [5, 6]:

1. Широкая диаграмма направленности (ДН) на передачу, равная  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ , обычно реализуется слабонаправленной антенной (СНА), а, следовательно, при заданной мощности излучения она должна обладать повышенной электрической прочностью.
2. При выполнении условия ортогональности число формируемых МАР лучей не может превышать число излучателей, а для перекрытия зоны лимитируется шаг  $d$  между ними. Оба этих фактора определяют разрешающую способность РЛС по угловым координатам.
3. Также как и любая ФАР, МАР обладает дисперсионными свойствами, накладывающими ограничения на широкополосность используемых зондирующих сигналов (ЗС) [4].

В ряде работ [7–9] отмечалось, что указанные недостатки и ограничения можно скомпенсировать или вообще снять при использовании в РЛС технологии МИМО. Ее суть заключается в следующем. Передающая  $M$ -элементная антенная решетка (АР) излучает  $M$ -компонентную систему взаимноортогональных когерентных ЗС. Ширина парциальных ДН этой АР  $\Delta\theta_{\text{эл}}$  должна быть согласована с  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ . В свою очередь ортогональность ЗС позволяет считать, что после отражения от цели суперпозиция принятых эхо-сигналов может быть разделена на  $M$  независимых каналов с некоррелированными

$$\overline{n_i n_j} = \begin{cases} \sigma_{\text{ш}0}^2 & \text{при } i = j, \\ 0 & \text{при } i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in M, \text{ где } \sigma_{\text{ш}0}^2 -$$

дисперсия шума, для простоты принятая одинаковой во всех каналах, черта сверху – знак усреднения.

Для МИМО РЛС параллельный обзор пространства вследствие фактического отсутствия интерференции ЗС на цели является единственно возможным. Как и в традиционной РЛС, в режиме поиска здесь также предполагается многолучевое

диаграммообразование на прием. Реализацию параллельного обзора в МИМО РЛС будем рассматривать в совокупности с пространственно-временной обработкой (ПВО), формирующей предпороговую статистику (ППС), оптимальную по критерию Неймана – Пирсона [10].

Такой комплексный подход позволяет провести корректное сравнение МИМО РЛС с РЛС традиционного построения на уровне ППС, которая обеспечивает эквивалентные ПКО в режиме поиска целей. После решения этой задачи можно определить условия и принципы построения МИМО РЛС, имеющие преимущества по сравнению с традиционными РЛС, несмотря на возможные сложности практической реализации.

Цель статьи – синтезировать структуру ПВО в МИМО РЛС и сравнить ее построение с аналогичной обработкой в традиционной РЛС параллельного обзора при условии достижения одинаковых ПКО.

### ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ОБЗОР И ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ В ТРАДИЦИОННЫХ РЛС С МАР

Рассмотрим принципы построения традиционных РЛС с МАР при параллельном обзоре заданного углового сектора  $\Delta\theta_{обз}$ . Наиболее общим случаем является применение СНА на передачу и МАР на прием, как показано на рис. 1. Без потери общности

будем полагать, что ширина ДН СНА  $\Delta\theta_{СНА} = \Delta\theta_{обз}$ , а число независимых лучей линейной МАР равно числу излучателей  $N$ , расставленных с эквидистантным

шагом  $d_r \leq \frac{\lambda_0}{1 + |\sin(\Delta\theta_{обз}/2)|}$ , где  $\lambda_0$  – рабочая

длина волны. Кроме того, на приемную МАР наложим условие узкополосности возбуждающего сигнала  $u(t)$  с шириной полосы  $\Delta f_c$  [2, 8]:

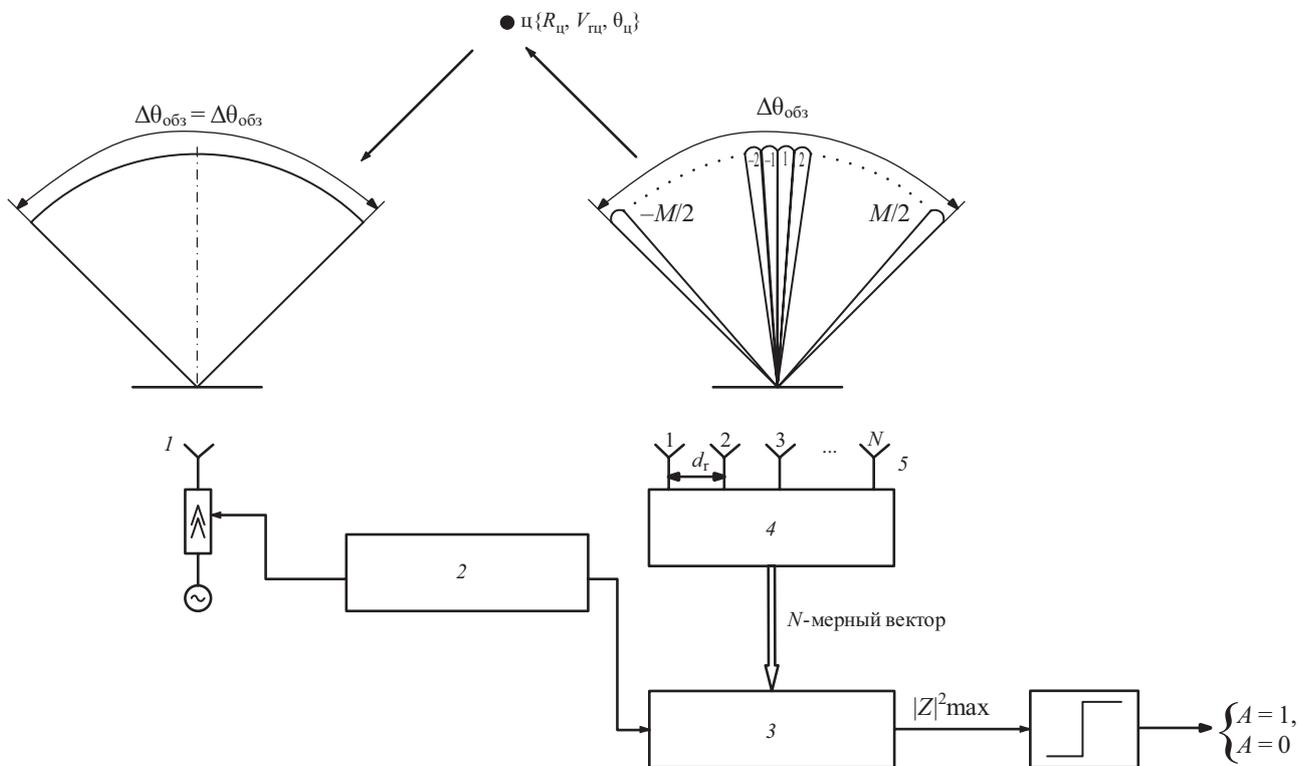
$$T_a = (N - 1)d_r \sin\left(\frac{\Delta\theta_{обз}}{2}\right) \ll \frac{1}{\Delta f_c}, \quad (1)$$

где  $T_a$  – время заполнения апертуры МАР импульсом с эквивалентной длительностью  $\tau_{и.э.} = 1/\Delta f_c$ .

Определим комплексную огибающую ЗС  $\dot{U}_{ref}(t)$  после отражения от точечной цели с трехкомпонентным вектором информационных параметров  $\mathbf{k} = \{R_{ц}, V_{ц}, \theta_{ц}\}$ , где  $R_{ц}, V_{ц}, \theta_{ц}$  – дальность, радиальная скорость и угловая координата цели. На выходе МАР она имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ref}(t, \mathbf{k}) &= F_{tr}(\theta_{ц}) \dot{U}_{tr}(\gamma_{ц}t - \tau_{ц}) e^{j2\pi f_0 \gamma_{ц}t} = \\ &= U_{tr}(t' - \tau_{ц}) e^{j2\pi f_0 t'}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $F_{tr}(\theta_{ц})$  – уровень ДН СНА в направлении  $\theta_{ц}$ ,  $\tau_{ц} = 2R_{ц}/c$  – время задержки сигнала,  $c$  – скорость света,  $\gamma_{ц} = 1 \pm 2V_{ц}/c$  – доплеровский коэффициент



**Рис. 1.** Традиционная РЛС с параллельным обзором пространства:  
 1 – СНА, 2 – формирователь ЗС, 3 – временная обработка (формирование ППС),  
 4 – пространственная обработка – диаграммообразующая схема (ДОС), 5 – МАР,  $\mathbf{c}\{R_{ц}, V_{ц}, \theta_{ц}\}$  – цель,  
 А – порог, по которому принимается решение о наличии или отсутствии сигнала

изменения масштаба времени, для которого  $F_d = 2V_r/\lambda_0$  – частота Доплера,  $t' = \gamma_{\text{ц}} t$ .

В дальнейшем можно полагать  $F_{\text{тр}}(\theta_{\text{ц}}) \approx \text{const}$ , а также то, что в силу условия (1) в одноцелевой ситуации комплексная огибающая принимаемого сигнала факторизуется на скалярную временную функцию и  $N$ -мерный вектор  $\mathbf{\beta}(\theta_{\text{ц}})$  пространственных фаз:

$$U_r(t' - \theta_{\text{ц}}) = U_{\text{тр}}(t' - \tau_{\text{ц}})\mathbf{\beta}(\theta_{\text{ц}}),$$

$$\mathbf{\beta}(\theta_{\text{ц}}) = \exp\left\{j\frac{2\pi d_r}{\lambda_0}(n-1)\sin\theta_{\text{ц}}\right\}_{n=1}^N. \quad (3)$$

Рассмотрим задачу многоканального обнаружения цели в классической постановке приема смеси  $y(t) = A\dot{U}_r(t) + n(t)$ , где  $A = \{1, 0\}$  в зависимости от наличия или отсутствия полезного сигнала, а  $n(t)$  – белый гауссовский шум (БГШ). В отсутствие коррелированных внешних помех при одинаковой интенсивности БГШ в каналах МАР:  $\sigma_i^2 = \sigma_j^2 = \sigma_0^2$  ( $i, j \in M$ ), а  $(N \times N)$ -мерная корреляционная матрица-функция (КМФ) помех имеет вид:

$$\Phi(t - s') = N_0 \mathbf{I} \delta(t - s), \quad (4)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная диагональная матрица,  $N_0$  – спектральная плотность мощности шумов,  $\delta$  – дельта-функция Дирака.

В этих условиях оптимальная по критерию Неймана – Пирсона ПВО сводится к вычислению ППС в форме квадрата модуля весового интеграла:

$$\xi = |Z|^2 = \frac{1}{N_0} \left| \int \dot{Y}_{\Sigma}(t') \dot{U}_{\text{rec}}^*(t') dt' \right|^2, \quad (5.1)$$

$$\dot{Y}_{\Sigma}(t') = \mathbf{Y}^T(t', \theta_{\text{ц}}) \mathbf{\beta}^*(0_{\text{ц}}), \quad (5.2)$$

где  $\mathbf{Y}$  – входной вектор.

В формулах (5.1) и (5.2) знаки (\*) и (T) означают комплексное сопряжение и транспонирование соответственно. Выражение (5.2) определяет комплексную амплитуду на выходе  $i$ -го «вторичного» канала МАР, сфазированного в ожидаемое направление  $\theta_{\text{ц}i}$  ( $i \in 1, N$ ). Как уже отмечалось,  $N$  лучей, формируемых МАР, должны перекрыть весь заданный сектор обзора  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ . Практически формирование ортогональных лучей без потерь удобно реализовать на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ), если  $N = 2^q$ , где  $q$  – целое число (в аналоговой форме – матрица Батлера [1]). Алгоритм БПФ преобразует отсчеты  $N$ -мерного вектора входного сигнала (3) («первичные» каналы МАР) в вектор из  $N$  ортогональных лучей («вторичных» каналов (ДН)) с использованием  $(N \times N)$  матрицы

преобразования  $\mathbf{W}(\theta) = \{w_{ni}\}_{n,i}^{N,N}$ , где  $w_{ni} = \exp(j2\pi n/N)$ ;  $n, i$  – номера «первичных» и «вторичных» каналов МАР соответственно.

После реализации БПФ формулу (5.1) можно рассматривать как выражение для ППС в любом из  $N$  «вторичных» каналов, если в ней полагать:

$$\dot{Y}_{\Sigma}(t') = \mathbf{Y}^T(t', \theta_{\text{ц}i}) \mathbf{W}^*(\theta_{\text{ц}i}),$$

где  $\theta_{\text{ц}i} = \arcsin[(i-1/2)\lambda_0/(N-1)d_r]$  (см. рис. 1).

Вышеизложенные принципы параллельного обзора являются общепринятыми в традиционных РЛС с МАР. Они обладают следующими особенностями, в дальнейшем важными с точки зрения сравнения с МИМО РЛС. К ним относятся:

1. Цель одномоментно облучается единственным когерентным ЗС  $\dot{U}_r(t)$  на несущей частоте  $f_0$  с заданной средней мощностью.
2. Нарастивание числа элементов в СНА, например, выполненной в виде малоразмерной АР, часто принципиально невозможно, т.к. сопровождается сужением  $\Delta\theta_{\text{СНА}}$ , что не позволит эффективно «осветить» зону поиска  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ .
3. Разрешающая способность лучей МАР определяется геометрическим размером ее апертуры  $L_{\text{МАР}} = (N-1)d_r$ . При этом согласно п. 2 число ортогональных лучей ограничено числом первичных каналов  $N$ , а увлечение шага  $d_r$  лимитируется шириной заданного сектора обзора  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ . Эти факторы не позволяют сузить лучи МАР, а также увеличить их число.
4. Построение традиционной РЛС с параллельным обзором пространства (рис. 1) реализует факторизованное представление ППС (3), что позволяет разделить последовательную ПВО на пространственную (ДН) и частотно-временную (функцию Вудворта) обработки в таком порядке.

Отметим, что обратный порядок нецелесообразен, т.к. потребует до пространственного накопления реализовать одинаковое временное накопление в каждом первичном канале МАР, которое удобно осуществить единственный раз.

Вышеуказанные особенности и ограничения редко встречаются и в основном снимаются в МИМО РЛС благодаря увеличению размерности задачи. Вместо единого ЗС в пространство одновременно излучается  $N$  ортогональных, но когерентных сигналов, что позволяет для радиолокационного наблюдения использовать дополнительную степень свободы.

Перейдем к анализу отличий МИМО РЛС от традиционных РЛС при условии достижения эквивалентных ППС и характеристик обнаружения.

### ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ОБЗОР И ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ В МИМО РЛС

Начнем с основной отличительной особенности МИМО РЛС, которая заключается в «освещении» зоны обзора системой ортогональных ЗС, возбуждающих АР с шагом  $d_r$ , показанной в левой части рис. 2. Решетка в целом излучает векторный сигнал с комплексной огибающей  $\dot{U}_{tr}(t) = \{\dot{U}_{tr m}\}_{m=1}^M$ . Условие ортогональности этих компонент должно выполняться для всех направлений  $\theta$  внутри сектора  $\Delta\theta_{обз}$ . Тогда нормированный коэффициент корреляции между  $p$ -й и  $q$ -й компонентами будет описываться выражением

$$\rho_{pq} = \frac{\int \dot{U}_{ptr} \left[ t + (p-1) \frac{d_{tr}}{c} \sin \theta \right] dt \int \dot{U}_{qtr}^* \left[ t + (q-1) \frac{d_{tr}}{c} \sin \theta \right] dt}{\left[ \int |\dot{U}_{ptr}(t)|^2 dt \int |\dot{U}_{qtr}(t)|^2 dt \right]^{1/2}} \quad (6)$$

Комплексная огибающая суммарного сигнала, достигающего цель, имеет вид

$$\dot{U}_{tr}(t, \theta_{ц}) = \sum_{m=1}^M \dot{U}_{mtr} \left[ t + (m-1) \frac{d_{tr}}{c} \right] \exp \left[ j \frac{2\pi d_{tr}}{\lambda_0} (m-1) \sin \theta_{ц} \right] \quad (7)$$

Как и в предыдущем случае, будем полагать ее узкополосной, удовлетворяющей условию (1). Заметим, что для МИМО РЛС традиционные ограничения на широкополосность АР практически сняты вследствие работы на ортогональных сигналах, например, разнесенных по несущим частотам на  $\Delta f_0$  [11, 12]. При приеме они могут быть разделены по полосам, а, следовательно, их интерференцией на цели можно пренебречь. Для корректности сравнения будем полагать, что полоса сигнала, излучаемого АР МИМО РЛС такая же, как и в традиционной РЛС и равна  $\Delta f_c = (N-1)\Delta f_0$  при условии  $\Delta f_c \ll \Delta f_0$ .

Среднюю мощность векторного сигнала (7), достигшего цели, можно представить квадратичной эрмитовой формой:

$$P_{tr} = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \overline{\dot{U}_p \dot{U}_q^*} \exp \left[ j \frac{2\pi d_{tr}}{\lambda_0} (p-q) \sin \theta_{ц} \right] = \alpha^T(\theta_{ц}) I \alpha^*(\theta_{ц}) \quad (8)$$

Будем полагать, что мощность (8) такая же, как и в предыдущем варианте, т.е.  $P_{tr} = P_{ср} G_{СНА}$ , где  $P_{ср}$  – мощность передатчика на входе СНА традиционной РЛС,  $G_{СНА}$  – коэффициент направленного действия СНА.

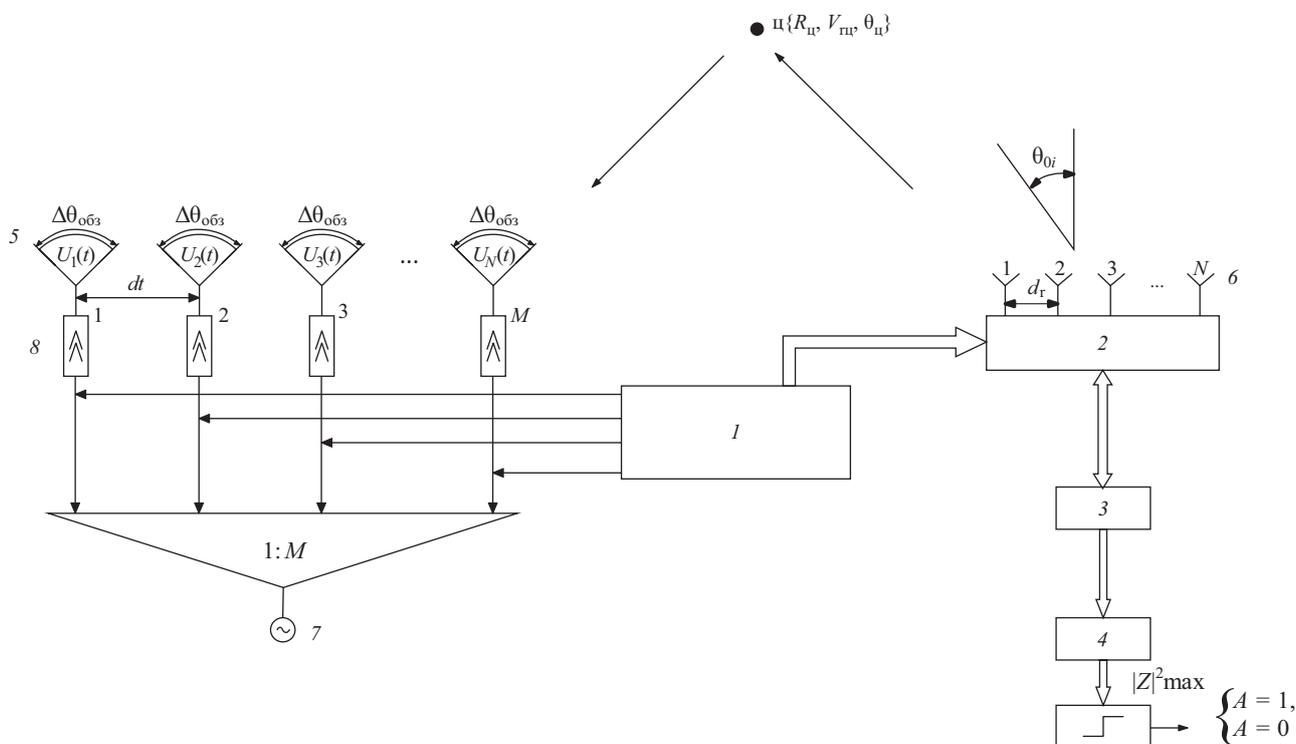


Рис. 2. МИМО РЛС с параллельным обзором пространства:

- 1 – формирователь ортогональных ЗС, 2 – временная обработка, 3 – пространственная обработка,
- 4 – формирователь ППС, 5 – передающая АР, 6 – приемная АР, 7 – задающий генератор (ЗГ),
- 8 – усилитель мощности (УМ)

Для точечной цели с вектором информационных параметров  $\kappa = \{t', V_{\text{тр}}, \theta_{\text{ц}}\}$  комплексная амплитуда отраженного сигнала имеет вид:

$$\dot{U}_{\text{ref}}(t', \tau_{\text{ц}}, \theta_{\text{ц}}) = F_{\text{тр}}(\theta_{\text{ц}}) \times \sum_{m=1}^M \dot{U}_{\text{mtr}}(t' - \tau_{\text{ц}}) \exp \left[ j \frac{2\pi d_{\text{тр}}}{\lambda_0} (m-1) \sin \theta_{\text{ц}} \right]. \quad (9)$$

Будем считать, что все излучатели передающей АР имеют одинаковые слабонаправленные ДН, согласованные с сектором обзора, т.е.  $F_{\text{тр}}(\theta_{\text{ц}}) = \text{const}$  для всех  $\theta_{\text{ц}} \in \Delta\theta_{\text{обз}}$ . Тогда выражение (9) можно рассматривать как  $M$ -мерный вектор  $\dot{U}_{\text{ref}}(t) = \left\{ \dot{U}_{\text{mtr}}(t, \tau_{\text{ц}}) e^{j\alpha_m(\theta_{\text{ц}})} \right\}_{m=1}^M$ , который совпадает с вектором, возбуждающим одиночную приемную СНА в правой части рис. 2,  $\alpha_m(\theta_{\text{ц}})$  – фазовый набег  $m$ -го парциального сигнала.

Перейдем к синтезу ПВО на выходе этой СНА, учитывая, что принятый сигнал  $\dot{U}_{\text{rec}}(t) = \dot{U}_{\text{ref}}(t)$  факторизуется на  $M$  временных и пространственных множителей. Поэтому, как показано на рис. 3, разделим его на  $M$  независимых каналов:

$$\dot{U}_{\text{rec}}(t', \tau_{\text{ц}}, \theta_{\text{ц}}) = \mathbf{E}^T \otimes \dot{U}_{\text{ref}}(t', \tau_{\text{ц}}, \theta_{\text{ц}}) = \left\{ \dot{U}_{\text{mtr}}(t' - \tau_{\text{ц}}) e^{j\alpha_m(\theta_{\text{ц}})} \right\}_{m=1}^M, \quad (10)$$

где  $\mathbf{E} = \{1\}_{m=1}^M$  – единичный  $M$ -мерный вектор,  $\otimes$  – знак кронекеровского произведения.

С точки зрения шумовых характеристик эти каналы независимы, их КМФ описывается соотношением (4), справедливым и в данном случае. На фоне БГШ оптимальная временная обработка реализуется набором согласованных фильтров (СФ) для каждого парциального сигнала  $U_m(t)$  в приемном канале. Однако, в отличие от (5), в одноцелевой ситуации для ожидаемого направления  $\theta_{\text{ц}}$  в выражении для ППС временной множитель сигнала является вектором, а не скаляром, и имеет вид:

$$\xi = |Z|^2 = \mathbf{Y}^T(t', \theta_{\text{ц}}) \mathbf{U}^*(t', \theta_i) = \frac{1}{N_0} \left| \sum_{m=1}^M \dot{Y}_m(t', \theta_{\text{ц}}) \dot{U}_{0m}^*(t') e^{-j \frac{2\pi d_{\text{тр}}}{\lambda_0} (\sin \theta_{\text{ц}} - \sin \theta_i)} \right|^2 = (11)$$

$$= \frac{1}{N_0} \left| \sum_{m=1}^M Y_{m \text{ mf}}(0) e^{-j \frac{2\pi d_{\text{тр}}}{\lambda_0} (m-1) (\sin \theta_{\text{ц}} - \sin \theta_i)} \right|^2,$$

где  $\dot{U}_{0m}(t')$  – комплексная огибающая ожидаемого сигнала в  $m$ -м парциальном канале,  $Y_{m \text{ mf}}(0)$  (mf – match filter, англ.) – результат временного накопления сигнала,

что соответствует максимуму амплитуды при  $t' = 0$  на выходе СФ в  $m$ -м канале.

Важной особенностью схемы на рис. 3 является то, что временное накопление здесь предшествует пространственному, что указывает на обратный порядок по отношению к традиционной ПВО.

Если в (11) положить  $t' \neq 0$ , то выходной сигнал  $\dot{Y}_{m \text{ mf}}(t')$  можно рассматривать как частотно-временное рассогласование по дальности и скорости, а формулу в целом – как многомерную функцию рассогласования в координатах «дальность-скорость-угол», аналогично [13].

Выражению (11) можно дать еще одну интерпретацию. Оно соответствует традиционной формуле множителя АР, в которой вектор  $\dot{Y}_{\text{mf}}(t')$  имеет вид зависящего от времени амплитудного распределения  $M$ -элементной эквидистантной АР с шагом  $d_{\text{тр}}$ . Если во всех каналах  $Y_{\text{mf}}(0) = \text{const}$ , то в момент  $t' = 0$ , соответствующий максимуму сигнала, это эквивалентное распределение будет равномерным. В теории антенн подобная трансформация одиночного приемного излучателя в АР, идентичную передающей (рис. 4), соответствует понятию «синтезированная апертура». Однако в большинстве публикаций, посвященных МИМО РЛС, пользуются термином «виртуальная подрешетка/решетка» (ВПР/ВР) [7, 14, 15].

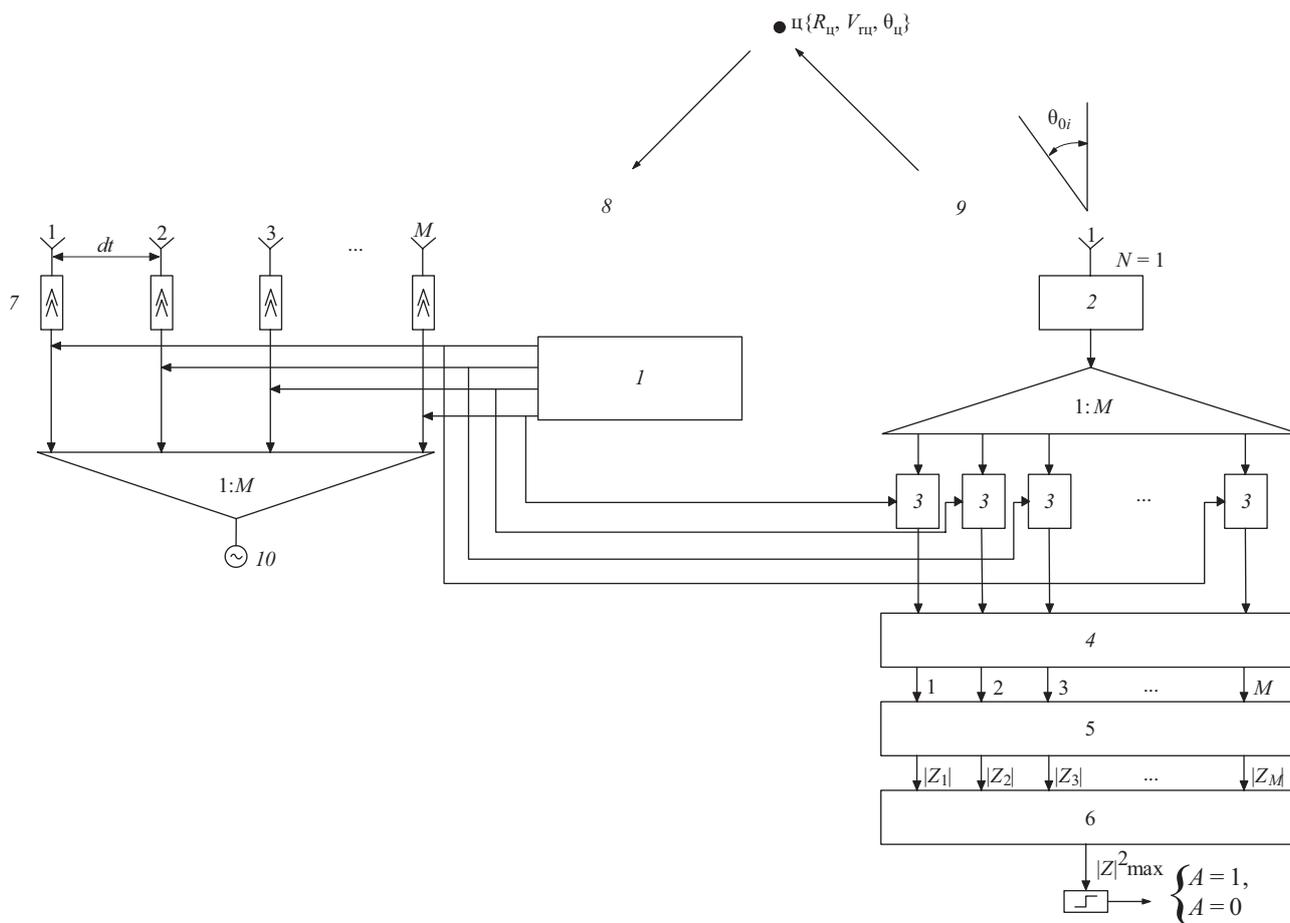
Из-за априорной неопределенности углового положения точечной цели ( $\theta_{\text{ц}}$ ) после временного накопления на выходе ВПР требуется реализовать многолучевую ДОС. Как было показано выше, для формирования ортогональных лучей можно воспользоваться цифровым алгоритмом БПФ, и таким образом получить  $M$  «вторичных» приемных лучей:

$$|Z|^2 = \max | \mathbf{Y}_{\text{mf}}^T(0) \mathbf{W}^*(\theta_{0i}) |^2, \quad (12)$$

$$\mathbf{W}(\theta_{0i}) = \left\{ \exp \left( j \frac{2\pi m i}{M} \right) \right\}_{m,i=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}}.$$

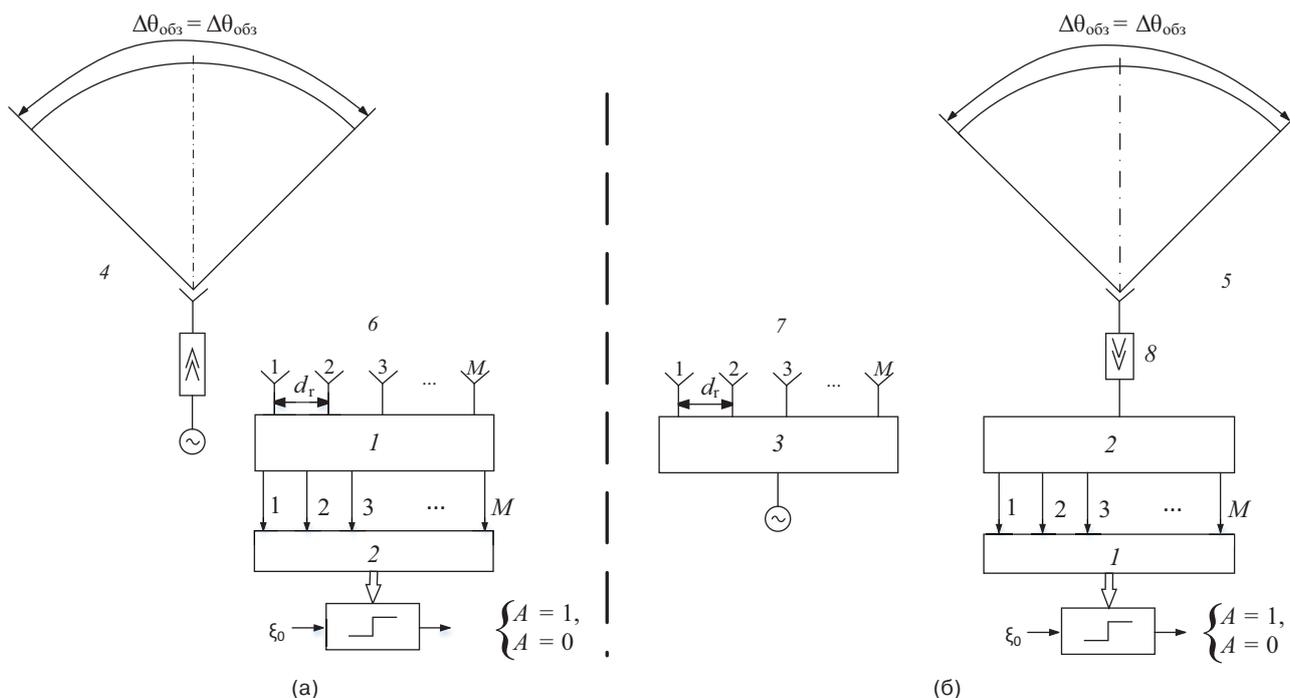
Из полученной структуры МИМО РЛС, осуществляющей параллельный обзор пространства, следует вывод о «зеркальности» ее построения по сравнению с традиционной РЛС, как показано на рис. 4.

На рис. 4 в сравниваемых вариантах не показаны каналы доплеровской обработки на входах пороговых устройств. В обоих случаях системы доплеровской фильтрации идентичны и могут быть реализованы различными способами в виде череспериодной компенсации или набора фильтров, настроенных на ожидаемые радиальные скорости  $V_{\text{r0}} = \frac{\lambda \Delta\phi_0}{2\Delta T}$ , где  $\Delta\phi_0$  – разность фаз между смежными импульсами пачки,  $\Delta T$  – период повторения. Это означает, что в узкополосном случае МИМО РЛС по информативному параметру «скорость» не имеет специфических



**Рис. 3.** Последовательность этапов ПВО в МИМО РЛС:

1 – формирователь ортогональных ЗС, 2 – малошумящий усилитель (МШУ), 3 – СФ, 4 – ДОС ( $M$ -точечный БПФ), 5 – формирователь ППС, 6 – отбор максимума, 7 – УМ, 8 – передающая АР, 9 – приемная АР, 10 – ЗГ



**Рис. 4.** Зеркальность построения традиционной (а) и МИМО (б) РЛС с параллельным обзором пространства: 1 – ДОС, 2 – временная обработка, 3 – формирователь ортогональных ЗС, 4 – передающая СНА, 5 – приемная СНА, 6 – приемная МАР, 7 – передающая АР, 8 – МШУ

особенностей. В выбранных условиях эквивалентность ППС обеих вариантов обеспечивает идентичность их статистических ПКО.

Для МИМО РЛС с АР на передачу и одноканальным построением (СНА) на прием можно выделить следующие основные особенности:

1. Цель одномоментно облучается вектором когерентных ортогональных ЗС  $\dot{U}_{\text{тр}}(t)$ , излучаемых элементами АР, например, на разных несущих частотах  $f_{0m}$ . Нарастивание числа излучателей АР не приводит к сужению сектора обзора  $\Delta\theta_{\text{обз}}$  и при фиксированной мощности излучения снижает требования к электрической прочности тракта.
2. Разрешающая способность по угловым координатам в данной МИМО РЛС определяется только размером передающей АР  $L_{\text{тр}} = (M - 1)d_{\text{тр}}$ , в которую, благодаря первоначальной частотно-временной обработке, трансформируется приемная СНА, которая «превращается» в ВПР.
3. Также, как и в традиционном случае, при использовании одиночной СНА на прием, здесь ПВО факторизуется на временную и пространственную. Их последовательность не принципиальна, но из практических соображений оказывается обратной по сравнению с вариантом МАР.
4. Достоинства МИМО РЛС, указанные в п. 1, частично нивелируются определенными трудностями практической реализации передающей АР. К этим трудностям следует отнести необходимость формирования набора когерентных сигналов и сохранение их когерентности при разводке сверхвысокочастотных сигналов по каналам передающей АР.

Согласованная временная обработка в каналах ВПР проводится при более низком уровне полезного сигнала по сравнению с традиционным вариантом, где СФ «вторичных» каналов работают после когерентного пространственного накопления. Однако одинаковое значение ОСШ при сохранении линейности приводит к теоретически одинаковому качеству обнаружения.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в статье результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Сравнение РЛС традиционного построения и одноканальной на прием МИМО РЛС в режиме параллельного поиска целей показало

эквивалентность их статистических ПКО в следующих условиях:

- одинаковые результирующее ОСШ и ППС в обнаружителе;
  - одинаковые широкополосность когерентных ЗС и линейность при приеме;
  - одинаковые сектора обзоров  $\Delta\theta_{\text{обз}}$ ;
  - возможность разделения ПВО на частотно-временную и пространственную.
2. Теоретическая эквивалентность сравниваемых вариантов достигнута при «зеркальности» структурных схем их построения (см. рис. 4).

Традиционный вариант:

- СНА на передачу и  $M$ -элементная МАР на прием;
  - пространственное накопление предшествует временному.
- МИМО РЛС:
- $M$ -элементная АР на передачу и СНА на прием;
  - временное накопление предшествует пространственному.

Общее число каналов ПВО одинаково.

3. Основные достоинства МИМО РЛС по сравнению с РЛС традиционного построения проявляются, если в них одиночную СНА на прием заменить на многоканальную приемную АР. Этот более сложный случай рассматривается в следующей статье.

## Вклад авторов

**Б.М. Вовшин** – общая постановка задачи, разработка принципов построения МИМО РЛС, разработка методики сравнения МИМО РЛС и традиционной РЛС параллельного обзора.

**А.А. Пушков** – разработка структурных схем построения, вывод аналитических соотношений, анализ результатов сравнения вариантов построения РЛС.

**Е.М. Халтурина** – разработка структурных схем построения, вывод аналитических соотношений, написание текста, оформление материала.

## Authors' contributions

**B.M. Vovshin** – general statement of the problem, development of principles for constructing MIMO radars, development of a methodology for comparing MIMO radars and traditional parallel-survey radars.

**A.A. Pushkov** – development of structural design schemes, derivation of analytical ratios, analysis of the results of comparison of radar design options.

**E.M. Khalturina** – development of structural construction schemes, derivation of analytical ratios, writing text, design of material.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2011;2:5–20.
2. Li J., Stoica P. *MIMO Radar Signal Processing*. New York: Wiley; 2009. 448 p.
3. *Проблемы антенной техники*; под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь; 1989. 368 с.
4. Mailloux R.J. *Phased Array Antenna Handbook*. 2nd Ed. London: Artech House; 2005. 479 p.
5. Черняк В.С. Обнаружение сигналов в МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2014;7:35–48.
6. Вовшин Б.М. Безынерционный обзор пространства сверхширокополосными радиолокационными сигналами. *Антенны*. 2006;7(102):92–100.
7. Bergin J., Guerci J.R. *MIMO Radar: Theory and Application*. London: Artech House; 2018. 221 p.
8. Dorey J., Garnier G., Auvray G. RIAS Radar a impulsion et Antenne Synthetique. In: *Proceedings Colloque International sur le Radar*. Paris. April. 1989. P. 112–115 (in French).
9. Vovshin B.M. Parallel Surveillance Ultra-wide-band Radars with Orthogonal Ranging Signals. In: *Proceedings on International Radar Symposium (IRS-2007)*. Cologne, Germany. P. 461–466.
10. *Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория*; под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника; 2007. 512 с.
11. Вовшин Б.М., Иммореев И.Я. Влияние дисперсионных свойств фазированной антенной решетки на отношение сигнал/шум в РЛС с широкополосными сигналами. *Радиотехника*. 1985;7:74–92.
12. Калинин В.И., Чапурский В.В., Черепенин В.А. Суперразрешение в системах радиолокации и радиолографии на основе МИМО антенных решеток с рециркуляцией сигналов. *Радиотехника и электроника*. 2021;66(6):614–624. <https://doi.org/10.31857/S0033849421060139>
13. Чапурский В.В., Слукин Г.П., Филатов А.А., Коротеев Д.Е. Виртуальное МИМО РЛС и их сравнение на основе обобщенных функций неопределенности. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2023;77(5):5–19. <https://doi.org/10.18127/j20700784-202305-01>
14. Brookner E. MIMO Radars and their Conventional Equivalents. In: *Proc. on IEEE International Radar conference*. May 10–15, 2015, Arlington, VA, USA: P. 918–924. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2015.7131126>
15. Tebaldini S., Manzoni M., Ferro-Famil L., Banda F., Giudici D. FDM MIMO SAR Tomography. In: *EUSAR 2024 – 15th European Conference on Synthetic Aperture Radar*. Munich, Germany: 2024. P. 709–714.

## REFERENCES

1. Chernyak V.S. About new and old ideas in radar: MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektronik = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2011;2:5–20 (in Russ.).
2. Li J., Stoica P. *MIMO Radar Signal Processing*. New York: Wiley; 2009. 448 p.
3. Bakhrakh L.D., Voskresenskii D.I. (Eds.) *Problemy antennoi tekhniki (Antenna Technology Problems)*. Moscow: Radio i svyaz'; 1989. 368 p. (in Russ.).
4. Mailloux R.J. *Phased Array Antenna Handbook*. 2nd Ed. London: Artech House; 2005. 479 p.
5. Chernyak V.S. Signal detection with MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektronik = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2014;7:35–48 (in Russ.).
6. Vovshin B.M. The inertialless air surveillance by ultra wideband radar signals. *Antenny*. 2006;7(102):92–100 (in Russ.).
7. Bergin J., Guerci J.R. *MIMO Radar: Theory and Application*. London: Artech House; 2018. 221 p.
8. Dorey J., Garnier G., Auvray G. RIAS Radar a impulsion et Antenne Synthetique. In: *Proceedings Colloque International sur le Radar*. Paris. April. 1989. P. 112–115 (in French).
9. Vovshin B.M. Parallel Surveillance Ultra-wide-band Radars with Orthogonal Ranging Signals. In: *Proceedings on International Radar Symposium (IRS-2007)*. Cologne, Germany. P. 461–466.
10. Shirman Ya.D. (Ed.). *Radioelektronnye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya (Radioelectronic systems. Fundamentals of Construction and Theory)*. Moscow: Radiotekhnika; 2007. 512 p. (in Russ.).
11. Vovshin B.M., Immoreev I.Y. Influence of dispersion properties phased array antenna on the signal to noise ratio in radars with broadband signals. *Radiotekhnika*. 1985;7:74–92 (in Russ.).
12. Kalinin V.I., Chapursky V.V., Cherepenin V.A. Super-Resolution of Radar and Radio Holography Systems Based on a MIMO Retrodirective Antenna Array. *J. Commun. Technol. Electron*. 2021;66(6):727–736. <https://doi.org/10.1134/S1064226921060139>  
[Original Russian Text: Kalinin V.I., Chapursky V.V., Cherepenin V.A. Super-Resolution of Radar and Radio Holography Systems Based on a MIMO Retrodirective Antenna Array. *Radiotekhnika i elektronika*. 2021;66(6):614–624 (in Russ.). <https://doi.org/10.31857/S0033849421060139> ]
13. Chapurskii V.V., Slukin G.P., Filatov A.A., Koroteev D.E. Virtual MIMO radars and their comparison based on generalized uncertainty functions. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2023;77(5):5–19 (in Russ.). <https://doi.org/10.18127/j20700784-202305-01>
14. Brookner E. MIMO Radars and their Conventional Equivalents. In: *Proc. on IEEE International Radar conference*. May 10–15, 2015, Arlington, VA, USA, P. 918–924. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2015.7131126>
15. Tebaldini S., Manzoni M., Ferro-Famil L., Banda F., Giudici D. FDM MIMO SAR Tomography. In: *EUSAR 2024 – 15th European Conference on Synthetic Aperture Radar*. Munich Germany. 2024. P. 709–714.

### Об авторах

**Вовшин Борис Михайлович**, д.т.н., профессор, кафедра радиоволновых процессов и технологий, Институт радиоэлектроники и информатики, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78); главный научный сотрудник, ПАО «Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина (ПАО «НПО «Алмаз») (127411, Россия, Москва, Дмитровское шоссе, д. 110). E-mail: boris@eleron.net. Scopus Author ID 7801355022, <https://orcid.org/0009-0003-1357-5866>

**Пушков Александр Александрович**, к.т.н., начальник научно-технического центра, ПАО «Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина (ПАО «НПО «Алмаз») (127411, Россия, Москва, Дмитровское шоссе, д. 110). E-mail: aapushkov@mail.ru. Scopus Author ID 54407412700, <https://orcid.org/0009-0005-3831-4528>

**Халтурина Елизавета Максимовна**, инженер 3 категории, ПАО «Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина (ПАО «НПО «Алмаз») (127411, Россия, Москва, Дмитровское шоссе, д. 110). E-mail: e.m.halturina@yandex.ru. <https://orcid.org/0009-0003-8527-419X>

### About the Authors

**Boris M. Vovshin**, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia); Chief Researcher, PJSC “ALMAZ R&P Corp.” (110, Dmitrovskoe sh., Moscow, 127411 Russia). E-mail: boris@eleron.net. Scopus Author ID 7801355022, <https://orcid.org/0009-0003-1357-5866>

**Alexander A. Pushkov**, Cand. Sci. (Eng.), Head of the Scientific and Technical Center, PJSC “ALMAZ R&P Corp.” (110, Dmitrovskoe sh., Moscow, 127411 Russia). E-mail: aapushkov@mail.ru. <https://orcid.org/0009-0005-3831-4528>

**Elizaveta M. Khalturina**, Engineer, PJSC “ALMAZ R&P Corp.” (110, Dmitrovskoe sh., Moscow, 127411 Russia). E-mail: e.m.halturina@yandex.ru. <https://orcid.org/0009-0003-8527-419X>