

19. *Levin Sh.* Modular design and improvement system in the smart home with the use of interval multiset estimates, *Journal of communications technology and electronics*, 2013, Vol. 58, pp. 584-593.
20. *Rita Yi Man Li.* The usage of automation system in smart home to provide a sustainable indoor environment: a content analysis in web 1.0, *International journal of smart home*, 2013, Vol. 7, pp. 47-59.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.И. Неизвестный.

**Тютиков Владимир Валентинович** – Ивановский государственный энергетический университет; e-mail: tvv@ispu.ru; 153003, г. Иваново, ул. Рабфаковская, 34; тел.: +74932385757; кафедра автоматизации технологических процессов; зав. кафедрой; д.т.н.; профессор.

**Яблоков Андрей Анатольевич** – кафедра автоматического управления электроэнергетическими системами; ассистент.

**Смирнов Николай Николаевич** – кафедра промышленной теплоэнергетики; доцент.

**Лапатеев Денис Александрович** – кафедра промышленной теплоэнергетики; ассистент.

**Tyutikov Vladimir Valentinovich** – Ivanovo State Power Engineering University; e-mail: tvv@ispu.ru; 34, Rabfakovskaya street, 153003, Ivanovo, Russia; phone: +74932385757; the department of work process automation; head of department; dr. of eng. sc.; professor.

**Yablokov Andrey Anatol'evich** – the department of electric power systems automatic control; assistant.

**Smirnov Nikolay Nikolaevich** – the department of industrial heat power engineering; associate professor.

**Lapateev Denis Alexandrovich** – the department of industrial heat power engineering; assistant.

УДК 621.396.969.1

**В.Т. Лобач, А.О. Касьянов, М.В. Потипак, В.А. Алехин, К.В. Суматохин**

### **ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛОВ ММО ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ**

*В последнее время наблюдается повышенный интерес к использованию технологии Multiple Input Multiple Output (MIMO) в разработке радаров различного назначения. Радары, использующие традиционную технологию ММО, имеют несколько передающих антенн, параллельно излучающих ортогональные зондирующие сигналы. Отраженные от элементов радиолокационной сцены зондирующие сигналы параллельно поступают на входы приемных антенн, формируя набор импульсных характеристик трасс распространения, называемый матрицей каналов ММО. К основным достоинствам ММО-радаров относят повышение вероятности обнаружения, улучшение пространственной разрешающей способности, широкий сектор обзора. В работе рассматривается методология построения когерентного ММО-радар с частотным разделением. Основным отличием предлагаемого решения от существующих аналогов является последовательная процедура формирования матрицы каналов ММО. Показано, что для построения матрицы каналов ММО последовательным способом требуется большее количество ортогональных зондирующих сигналов и в два раза больше времени, что при определенных условиях может приводить к проигрышу в отношении сигнал/шум не более 3 дБ по отношению к традиционному параллельному способу. Для оценки разрешающей способности по дальности, скорости и пеленгу проведен анализ функций неопределенности «дальность-скорость», «дальность-пеленг» и «скорость-пеленг». Показано, что применение многочастотных зондирующих сигналов, совместно с пространственной селекцией отраженных сигналов, позволяет проводить*

оценку дальности, пеленга и скорости по результатам обработки одной посылки. Предложенный последовательный способ формирования матрицы каналов МИМО приводит к упрощению аппаратной реализации радара за счет использования одного тракта на передачу и одного на прием. С точки зрения аппаратной реализации предлагаемый способ последовательной коммутации приемного и передающего трактов позволяет снизить итоговую сложность радара и, как следствие, его себестоимость.

*МИМО-радар; матрица каналов; функция неопределенности; многочастотный сигнал.*

**V.T. Lobach, A.O. Kasyanov, M.V. Potipak, V.A. Alokhin, C.V. Sumatokhin**

### **SERIAL METHOD FOR MIMO CHANNELS FORMATION AT RADAR-TRACKING OBJECTS PARAMETERS MEASUREMENT**

*Recently, there has been increased interest in the use of Multiple Input Multiple Output (MIMO) technology in developing radars for various applications. Radars using traditional MIMO technology have multiple transmit antennas simultaneously transmit probing signals with orthogonal waveform. Reflected from elements of radar scene signals received in parallel with receive antennas and form a set of propagation paths impulse responses, so called MIMO channel matrix. The main advantages of MIMO radars are improved detection performance, better spatial resolution, wide view angle. The paper considers the methodology coherent MIMO radar with frequency division. The main difference between proposed solutions from existing analogues is a sequential formation of MIMO channel matrix. It is shown, that to build a matrix of MIMO channels in a consistent manner requires a larger number of orthogonal probing waveforms and twice longer time, relative to the traditional parallel method. Under certain conditions, it can lead to a loss in signal/noise ratio to not more than 3 dB. To assess resolution in range, speed and bearing, the analysis "range-speed, range-bearing" and "speed-bearing" ambiguity functions are analyzed. It is shown, that usage of multifrequency probing signals, together with reflected signals spatial selection, allows to measure the range, bearing and speed based on single processing of one pulse train. The proposed method of MIMO channel matrix sequential formation leads to simplify hardware implementation of radar, due to use one transmit and one receive channels. From the viewpoint of proposed method hardware implementation the sequential switching of receiving and transmitting channels can reduce the radar complexity, as a result, its cost.*

*MIMO radar; channel matrix; ambiguity function; multifrequency signal.*

**Введение.** Большинство современных радаров для обзора пространства используют узконаправленную диаграмму направленности (ДН), сформированную фазированной антенной решеткой. Для обзора интересующего сектора пространства выполняется последовательное сканирование лучом. В ряде случаев существуют тактические ограничения времени обзора, что приводит к взаимно противоречивым требованиям по выбору ширины ДН. Наиболее простое решение – расширение ДН ведет к потере разрешающей способности по углу. Одним из перспективных подходов для быстрой оценки параметров объектов в широком секторе углов является применение МИМО-радаров.

К достоинствам таких радаров относят повышение вероятности обнаружения, улучшение пространственной разрешающей способности (по дальности, скорости и пеленгу), широкий сектор обзора [1–4]. Улучшение тактических характеристик происходит за счет анализа матрицы каналов (набора импульсных характеристик канала), описывающей все комбинации трасс распространения сигнала («передающая антенна – объект – приемная антенна»). Для идентификации каждой трассы используются наборы ортогональных сигналов, как правило, с кодовым или частотным разделением. Существует два принципиальных подхода к построению МИМО-радаров: некогерентные системы с пространственно разнесенными передающими и приемными антеннами [2, 5, 6, 7] и когерентные системы, исполь-

зующие для передачи и приема совместно расположенные антенны [8, 9]. К достоинствам первых относят улучшение вероятности обнаружения за счет пространственной декорреляции элементов матрицы каналов, связанной с облучением объекта под различными ракурсами передающих и приемных антенн [1, 2, 10]. Основным недостатком некогерентных ММО-радаров является проигрыш радарам с фазированными антеннами решетками и когерентным ММО-радарам в отношении сигнал/шум [1, 2, 7, 11]. Отношение сигнал/шум для когерентного ММО-радара и радара с фазированными антеннами решетками эквивалентны [1], что объясняется увеличением времени когерентного накопления при расширении диаграммы направленности, что, в свою очередь, улучшает разрешающую способность по скорости. Таким образом, когерентные ММО-радары обладают лучшей пространственной разрешающей способностью [1, 8, 12, 13], разрешающей способностью по углу [9, 11, 14] и скорости [7, 12, 15]. Общее мнение рассмотренных публикаций состоит в том, что если не преследуется цель создания распределенной системы, то предпочтительнее использовать когерентные ММО-радары.

Анализ известных публикаций показал, что традиционный подход получения матрицы каналов заключается в параллельной обработке ортогональных сигналов, поступающих на входы приемных антенн. Оценка параметров объекта, в общем случае, заключается в поиске весовой матрицы, элементы которой функционально связаны с оцениваемыми параметрами объекта. Таким образом, при совпадении оцениваемых параметров объекта с истинными параметрами, произведение весовой матрицы и матрицы каналов будет максимально. Общим недостатком такого подхода является высокая вычислительная нагрузка и необходимость использования больших объемов памяти. Кроме того, необходимость параллельной обработки требует построения многоканальных систем, что приводит к их существенному удорожанию. Одним из возможных вариантов снижения количества каналов является оптимизация апертуры [1, 2, 14, 16–18] с помощью, так называемой, виртуальной антенной решетки.

**Целью работы** является разработка алгоритма последовательного формирования матрицы каналов и методология построения когерентного ММО-радара с частотным разделением.

Для достижения поставленной цели исследований требуется решить *следующие задачи*:

- ◆ предложить способ формирования матрицы каналов, позволяющий упростить последующую реализацию ММО-радара;
- ◆ предложить модель сигнала зондирующего радара, позволяющую с высокой точностью определять скорость и пеленг объекта;
- ◆ выполнить моделирование функций неопределенностей, с помощью которой дать оценки разрешающей способности по дальности, скорости и пеленгу.

**Постановка задачи.** На рис. 1 представлен общий вид радиолокационной сцены. Имеется  $n_{tx}$  направленных излучающих элементов и  $n_{rx}$  направленных приемных элементов. Для однозначного определения пеленга приемные элементы располагают на расстоянии  $\lambda/2$  друг от друга, а излучающие на расстоянии  $n_{rx} \cdot \lambda/2$  [1, 2, 16]. Итоговая виртуальная антенная решетка содержит  $n_{rx} \times n_{tx}$  элементов и имеет виртуальную апертуру  $\lambda/2 \times n_{rx} \times n_{tx}$ . В дальней зоне, на расстоянии  $D_0$  от центра приемной антенной решетки располагается объект, имеющий пеленг  $\theta$  и вектор скорости  $V$ .

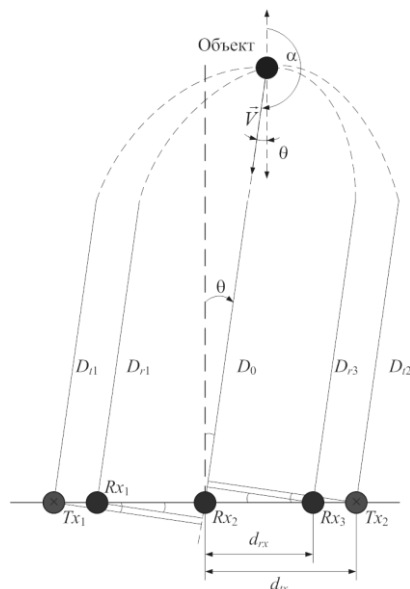


Рис. 1. Общий вид радиолокационной сцены

Учитывая то, что цель находится в дальней зоне, фронт падающей волны в окрестности цели и фронт отраженной волны в районе излучателей можно считать локально плоским. Тогда выражения, определяющие дальности от излучающего элемента до неподвижного объекта и от объекта до приемного элемента решетки, запишем в виде

$$D_{i1r1} = D_{i1} + D_{r1} = D_0 - d_{tx} \sin \theta + D_0 - d_{rx} \sin \theta = 2D_0 - (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta, \quad (1)$$

$$D_{i1r2} = D_{i1} + D_{r2} = D_0 - d_{tx} \sin \theta + D_0 = 2D_0 - d_{tx} \sin \theta,$$

$$D_{i1r3} = D_{i1} + D_{r3} = D_0 - d_{tx} \sin \theta + D_0 + d_{rx} \sin \theta = 2D_0 - (d_{tx} - d_{rx}) \sin \theta,$$

$$D_{i2r1} = D_{i2} + D_{r1} = D_0 + d_{tx} \sin \theta + D_0 - d_{rx} \sin \theta = 2D_0 + (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta, \quad (2)$$

$$D_{i2r2} = D_{i2} + D_{r2} = D_0 + d_{tx} \sin \theta + D_0 = 2D_0 + d_{tx} \sin \theta,$$

$$D_{i2r3} = D_{i2} + D_{r3} = D_0 + d_{tx} \sin \theta + D_0 + d_{rx} \sin \theta = 2D_0 + (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta.$$

Для случая движущегося в направлении центра физической приемной решетки объекта выражения (1) и (2) примут вид

$$D_{i1r1}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) - (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta = D_1(t), \quad (3)$$

$$D_{i1r2}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) - d_{tx} \sin \theta = D_2(t),$$

$$D_{i1r3}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) - (d_{tx} - d_{rx}) \sin \theta = D_3(t),$$

$$D_{i2r1}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) + (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta = D_4(t),$$

$$D_{i2r2}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) + d_{tx} \sin \theta = D_5(t), \quad (4)$$

$$D_{i2r3}(t) = 2(D_0 + V \cos \alpha \cdot t) + (d_{tx} + d_{rx}) \sin \theta = D_6(t),$$

где  $\alpha$  – направление вектора скорости объекта,  $\alpha = \pi + \theta$ ;  $t$  – текущее время,  $V \cos \alpha$  – радиальная скорость объекта.

Таким образом, объект перемещается в направлении на РЛС, не меняя своего пеленга.

Рассмотрим альтернативный способ формирования матрицы каналов, позволяющий упростить последующую реализацию ММО-радара. В отличие от общеизвестного параллельного подхода формирования матрицы каналов, требующего  $n_{tx}$  передающих и  $n_{rx}$  приемных каналов, выполняется последовательная коммутация одного передающего и одного приемного трактов к различным излучающим и приемным элементам. Вариант последовательной коммутации излучающих ( $Tx_1, Tx_2$ ) и приемных ( $Rx_1, Rx_2, Rx_3$ ) элементов приведен в табл. 1.

На рис. 2 приведены отличия последовательного и параллельного способа формирования матрицы каналов.

Таблица 1

**Порядок переключения излучающих и приемных элементов**

№ трассы	Передача	Прием
1	$Tx_1$	$Rx_1$
2	$Tx_1$	$Rx_2$
3	$Tx_1$	$Rx_3$
4	$Tx_2$	$Rx_1$
5	$Tx_2$	$Rx_2$
6	$Tx_2$	$Rx_3$

На рис. 2 приняты следующие обозначения:  $\tau_u$  – длительность зондирующего импульса;  $T$  – период повторения, определяемый максимальной дальностью действия радара;  $w_1-w_6$  – набор ортогональных сигналов.

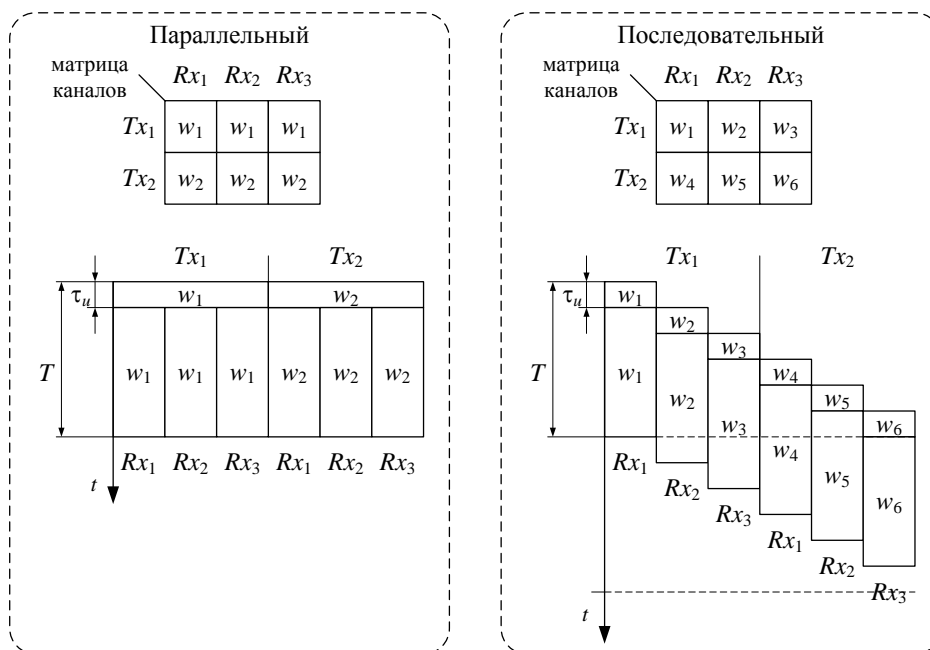


Рис. 2. Способы формирования матрицы каналов

Как видно из рис. 2, для построения матрицы каналов последовательным способом требуется большее количество ортогональных зондирующих сигналов и в два раза больше времени (проигрыш в отношении сигнал/шум 3 дБ).

**Модель сигнала.** Зондирующий сигнал представляет собой многочастотный радиосигнал с примыкающими друг к другу импульсами [19]:

$$\dot{U}_{tx}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_{tx} \operatorname{rect}\left(\frac{t - \tau_u/2 - n\tau_u}{\tau_u}\right) \exp[j2\pi(f_0 + \Delta f_n)(t - n\tau_u)], \quad (5)$$

где  $N$  – количество частот (импульсов);  $A_{tx}$  – амплитуда излучаемого сигнала;  $\tau_u$  – длительность одиночного импульса;  $f_0$  – несущая частота;  $\Delta f_n$  – добавка частоты к частоте несущего колебания, определяемая законом изменения частоты.

Условие ортогональности такого сигнала определяется выражением

$$\Delta f_i - \Delta f_{i+j} \geq 2/\tau_u, \quad (6)$$

где  $i = 1..M$ ,  $M$  – количество импульсов, одновременно присутствующих на трассах распространения «излучающие элементы – объект – приемные элементы», в частном случае  $M$  равно  $n_{rx} \times n_{tx}$ , в общем случае  $M$  может быть не равно  $n_{rx} \times n_{tx}$ .

После прохождения трасс распространения и отражения от одиночного подвижного объекта принятый сигнал будет иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_{rx}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_{rxn} \operatorname{rect}\left\{\left[\left(t - \frac{D_{i(n)}(n\tau_u)}{c}\right) - \tau_u/2\right] / \tau_u - n\tau_u\right\} \times \\ \times \exp\left\{j2\pi(f_0 + \Delta f_n)\left[t - n\tau_u - \frac{D_{i(n)}(n\tau_u)}{c}\right]\right\} + w(t), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $A_{rx}$  – амплитуда принятого сигнала;  $D_{i(n)}(t)$  – протяженности  $i$ -й трассы, определяемые выражениями (3) и (4),  $i(n) = n - \left\lfloor \frac{n}{M} \right\rfloor M$ ;  $w(t)$  – шумовая помеха.

Процедура выделения информативных признаков отраженного сигнала соответствует классической когерентной обработке

$$\dot{U}_{rn} = \dot{U}_{rx}(t) \cdot \dot{U}_{on}^*(t), \quad (8)$$

где  $\dot{U}_{on}^*(t) = A_0 \exp[-j2\pi(f_0 + \Delta f_n)(t - n\tau_u)]$  – опорный сигнал.

Тогда можно записать выражение для элементов частотной матрицы каналов [20]

$$\dot{U}_{rn} = A_{rn} \exp\left\{-j2\pi(f_0 + \Delta f_n) \frac{D_{i(n)}(n\tau_u)}{c}\right\} + \bar{w}. \quad (9)$$

Для рассматриваемого примера частотная матрица каналов после подстановки выражений (3) и (4) в (9) будет иметь вид, представленный в табл. 2.

Таблица 2

Частотная матрица каналов

$Tx_1$ $Rx_1$	n=1	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} - \frac{(d_{lx} + d_{rx}) \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$
$Tx_1$ $Rx_2$	n=2	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} - \frac{d_{lx} \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$
$Tx_1$ $Rx_3$	n=3	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} - \frac{(d_{lx} - d_{rx}) \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$
$Tx_2$ $Rx_1$	n=4	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} + \frac{(d_{lx} + d_{rx}) \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$
$Tx_2$ $Rx_2$	n=5	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} + \frac{d_{rx} \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$
$Tx_2$ $Rx_3$	n=6	$A_{r_n} \exp \left\{ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \left[ \frac{2D_0}{c} + \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c} + \frac{(d_{lx} + d_{rx}) \sin \theta}{c} \right] \right\} + \bar{w}$

Из табл. 2 видно, что элементы матрицы каналов являются функцией аргументов  $D_0$ ,  $V$ ,  $\theta$ . Выделим слагаемые полной фазы первого элемента матрицы каналов, зависящие от скорости движения объекта  $\Psi_V$  и его пеленга  $\Psi_\theta$ :

$$\Psi_V = -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \frac{2V \cos \alpha \cdot n\tau_u}{c}, \quad (10)$$

$$\Psi_\theta = j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \frac{(d_{lx} + d_{rx}) \sin \theta}{c}.$$

Скомпенсируем набег фазы  $\Psi_V$  и  $\Psi_\theta$  фильтрами с передаточными характеристиками:

$$\dot{U}_{V_n} = \exp \left[ j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \frac{2V_{re} \cdot n\tau_u}{c} \right], \quad (11)$$

$$\dot{U}_{\theta_n} = \exp \left[ -j2\pi (f_0 + \Delta f_n) \frac{(d_{lx} + d_{rx}) \sin \theta_e}{c} \right]_{n=1},$$

где  $V_{re}$  – предполагаемая радиальная скорость объекта;  $\theta_e$  – предполагаемый пеленг.

При равенстве скоростей  $V_{re} = V \cos \alpha$  и пеленгов  $\theta_e = \theta$  происходит компенсация слагаемых полной фазы  $\Psi_V$  и  $\Psi_\theta$ .

Применяя к выражению (9) фильтры вида (11) и выполняя обратное преобразование Фурье частотной матрицы каналов, получим дальностный портрет с откликом объекта, соответствующим истинной дальности (при условии равенства оцениваемой и истинной скоростей и пеленгов):

$$\dot{U}_{rpk} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{U}_{r_n} \cdot \dot{U}_{V_n} \cdot \dot{U}_{\theta_n} \cdot \exp \left( j \frac{2\pi kn}{N} \right). \quad (12)$$

Таким образом, для определения скорости и пеленга объекта необходимо сформировать наборы фильтров вида (11), покрывающих заданные диапазоны измерения скорости и пеленга. Параллельное применение сформированных наборов

фильтров создаст набор дальностных портретов, которые можно рассматривать как дальностно-скоростной и дальностно-угловой портреты. Выполняя для каждого дальностного портрета пороговую обработку, определяем истинную дальность объекта. Скорость и пеленг объекта определяется по номеру дальностного портрета, соответствующему оцениваемой радиальной скорости и пеленгу. Для оценки разрешающей способности по дальности, скорости и пеленгу представляет интерес анализ функции неопределенности «дальность-скорость», «дальность-пеленг» и «скорость-пеленг» [21]. Поскольку в настоящее время аналитические выражения для обозначенных функций неопределенностей для предлагаемого ММО-радар не получены, проведем их численную оценку с помощью имитационной модели.

**Моделирование функций неопределенностей.** Схема расположения передающих и приемных решеток и их излучателей, использующихся в имитационной модели, приведена на рис. 3. Расстояние между соседними приемными элементами –  $\lambda/2$ , расстояние между соседними излучающими элементами –  $\lambda/2 \times 8$ .

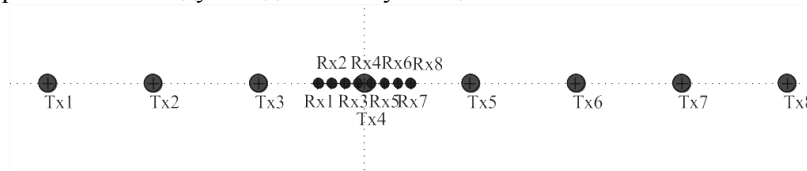


Рис. 3. Схема расположения передающих и приемных антенн

Коммутация передающих и приемных излучателей производится по аналогии с порядком, приведенном в табл. 1.

В результате моделирования была получена функция неопределенности «дальность-пеленг», представленная на рис. 4.

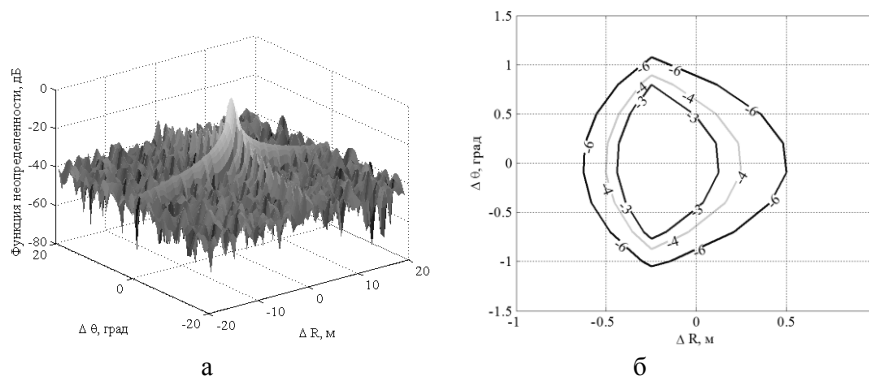


Рис. 4. Функция неопределенности «дальность-пеленг»: а – общий вид; б – сечение

На рис. 5 приведена функция неопределенности «дальность-скорость», а на рис. 6 показана функция неопределенности «скорость-пеленг».

Использование технологии ММО позволяет оценивать скорость и пеленг объекта за одну посылку зондирующего сигнала. Нарастивание разрешающей способности по дальности возможно за счет расширения спектра многочастотного сигнала. Увеличение количества физических излучателей ведет к повышению углового разрешения, а увеличение длительности импульса к увеличению разрешающей способности по скорости.



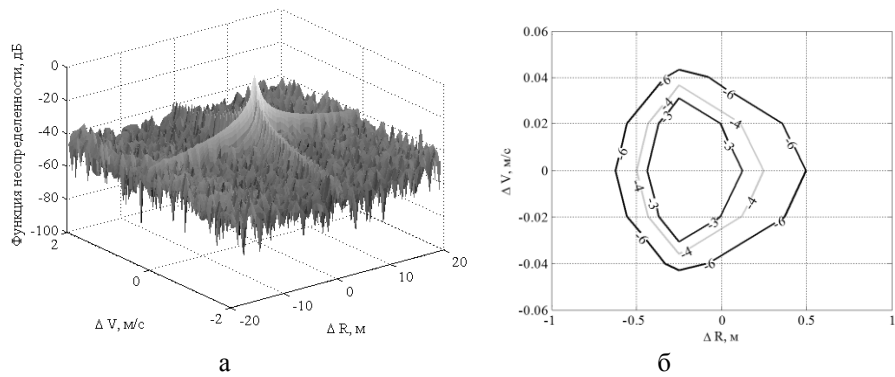


Рис. 5. Функция неопределенности «дальность-скорость»: а – общий вид; б – сечение

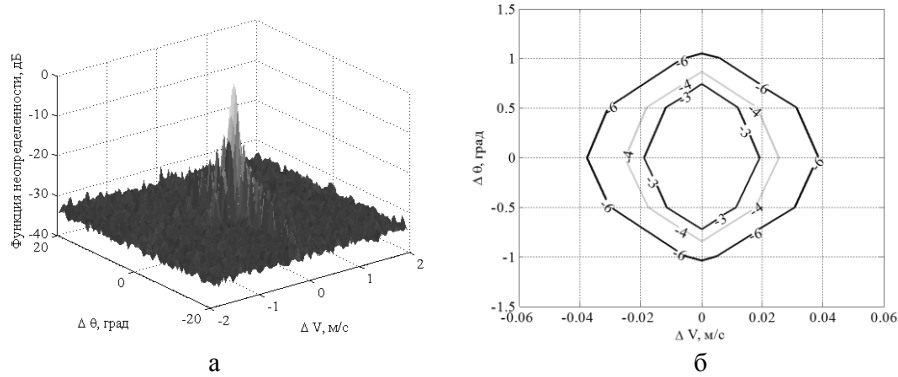


Рис. 6. Функция неопределенности «скорость-пеленг»: а – общий вид; б – сечение

**Заключение.** Предложенная методология построения ММО-радаров позволяет проводить гибкое масштабирование его тактических характеристик в зависимости от решаемой задачи. Применение многочастотных зондирующих сигналов, совместно с пространственной селекцией отраженных сигналов, позволяет проводить оценку дальности, пеленга и скорости по результатам обработки одной посылки. Кроме того, необходимо отметить, что частотная матрица каналов содержит дополнительную информацию о траектории движения объекта, извлечение которой выходит за рамки данной работы. Дальнейшее усложнение первичной обработки отраженного сигнала, состоящей в измерении тангенциальной составляющей вектора скорости объекта, и последующая вторичная обработка позволит определять траекторию его движения. С точки зрения аппаратной реализации предлагаемый способ последовательной коммутации приемного и передающего трактов позволяет снизить итоговую сложность радара и, как следствие, его себестоимость.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Davis M., Showman G., Lanterman A. Coherent MIMO radar: The phased array and orthogonal waveforms // Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE. – 2014. – Vol. 29, No. 8. – P. 76-91.

2. *Haimovich A.M.* Distributed mimo radar for imaging and high resolution target localization. – NEW JERSEY INST OF TECH NEWARK, 2012. – 19 p.
3. *Ma C. et al.* Mimo radar wide band array range-angle imaging // *PIERS online*. – 2009. – P. 21-25.
4. *Robey F. C. et al.* MIMO radar theory and experimental results // *Signals, Systems and Computers*, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on. – IEEE, 2004. – Vol. 1. – P. 300-304.
5. *Haimovich A.M., Blum R.S., Cimini L.J.* MIMO radar with widely separated antennas // *Signal Processing Magazine, IEEE*. – 2008. – Vol. 25, No. 1. – P. 116-129.
6. *Chen Y. et al.* Adaptive distributed MIMO radar waveform optimization based on mutual information // *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*. – 2013. – Vol. 49, No. 2. – P. 1374-1385.
7. *Wang P., Li H., Himed B.* Moving target detection using distributed MIMO radar in clutter with nonhomogeneous power // *Signal Processing, IEEE Transactions on*. – 2011. – Vol. 59, No. 10. – P. 4809-4820.
8. *Li J., Stoica P.* MIMO radar with colocated antennas // *Signal Processing Magazine, IEEE*. – 2007. – Vol. 24, No. 5. – P. 106-114.
9. *Rabaste O., Savy L., Desodt G.* Approximate multitarget matched filter for MIMO radar detection via Orthogonal Matching Pursuit // *Radar Conference (Radar), 2014 International*. – IEEE, 2014. – P. 1-6.
10. *He Q., He Z., Li H.* Multibeam amplitude comparison problems for MIMO radar's angle measurement // *Signals, Systems and Computers*, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on. – IEEE, 2007. – P. 2163-2167.
11. *Hassanién A., Vorobyov S.A.* Why the phased-MIMO radar outperforms the phased-array and MIMO radars // *Proc. European Signal Process. Conf., Aalborg, Denmark*. – 2010. – P. 1234-1238.
12. *Chen C.Y., Vaidyanathan P.P.* MIMO radar ambiguity properties and optimization using frequency-hopping waveforms // *Signal Processing, IEEE Transactions on*. – 2008. – Vol. 56, No. 12. – P. 5926-5936.
13. *Huang Y. et al.* FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2011. – Vol. 115. – P. 327-342.
14. *Qu Y. et al.* Performance analysis of beamforming for MIMO radar // *Progress In Electromagnetics Research*. – 2008. – Vol. 84. – p. 123-134.
15. *Wang P., Li H., Himed B.* A parametric moving target detector for distributed MIMO radar in non-homogeneous environment // *Signal Processing, IEEE Transactions on*. – 2013. – Vol. 61, No. 9. – p. 2282-2294.
16. *Bliss D., Forsythe K., Fawcett G.* MIMO Radar: Resolution, Performance, and Waveforms // *Proc. 14th Annual Adaptive Sensor Array Processing Workshop, MIT*. – 2006. – P. 6-7.
17. *Commin H., Manikas A.* Virtual SIMO radar modelling in arrayed MIMO radar. – 2012.
18. *Contu M., Lombardo P.* Sidelobe control for a MIMO radar virtual array // *Radar Conference (RADAR), 2013 IEEE*. – IEEE, 2013. – P. 1-6.
19. *Лобач В.Т., Потупак М.В.* Измерение дальности медленно движущейся цели радиолокатором с высокой разрешающей способностью по дальности // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2014. – № 11 (160). – P. 67-75.
20. *Lobach V.T., Potipak M.V.* The use of stepped frequency signals for object coordinate measurement // *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*. – IEEE, 2015. – P. 1140-1141.
21. *Roberts W. et al.* MIMO radar angle-range-Doppler imaging // *Radar Conference, 2009 IEEE*. – IEEE, 2009. – P. 1-6.

## REFERENCES

1. *Davis M., Showman G., Lanterman A.* Coherent MIMO radar: The phased array and orthogonal waveforms, *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, 2014, Vol. 29, No. 8, pp. 76-91.
2. *Haimovich A.M.* Distributed mimo radar for imaging and high resolution target localization. – NEW JERSEY INST OF TECH NEWARK, 2012, 19 p.
3. *Ma C. et al.* Mimo radar wide band array range-angle imaging, *PIERS online*, 2009, pp. 21-25.

4. Robey F. C. et al. MIMO radar theory and experimental results, *Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on*. IEEE, 2004, Vol. 1, pp. 300-304.
5. Haimovich A.M., Blum R.S., Cimini L.J. MIMO radar with widely separated antennas, *Signal Processing Magazine, IEEE*, 2008, Vol. 25, No. 1, pp. 116-129.
6. Chen Y. et al. Adaptive distributed MIMO radar waveform optimization based on mutual information, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 2013, Vol. 49, No. 2, pp. 1374-1385.
7. Wang P., Li H., Himed B. Moving target detection using distributed MIMO radar in clutter with nonhomogeneous power, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 2011, Vol. 59, No. 10, pp. 4809-4820.
8. Li J., Stoica P. MIMO radar with colocated antennas, *Signal Processing Magazine, IEEE*, 2007, Vol. 24, No. 5, pp. 106-114.
9. Rabaste O., Savy L., Desodt G. Approximate multitarget matched filter for MIMO radar detection via Orthogonal Matching Pursuit, *Radar Conference (Radar), 2014 International*. IEEE, 2014, pp. 1-6.
10. He Q., He Z., Li H. Multibeam amplitude comparison problems for MIMO radar's angle measurement, *Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on*. IEEE, 2007, pp. 2163-2167.
11. Hassaniien A., Vorobyov S.A. Why the phased-MIMO radar outperforms the phased-array and MIMO radars, *Proc. European Signal Process. Conf., Aalborg, Denmark*, 2010, pp. 1234-1238.
12. Chen C.Y., Vaidyanathan P.P. MIMO radar ambiguity properties and optimization using frequency-hopping waveforms, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 2008, Vol. 56, No. 12, pp. 5926-5936.
13. Huang Y. et al. FMCW based MIMO imaging radar for maritime navigation, *Progress In Electromagnetics Research*, 2011, Vol. 115, pp. 327-342.
14. Qu Y. et al. Performance analysis of beamforming for MIMO radar, *Progress In Electromagnetics Research*, 2008, Vol. 84, pp. 123-134.
15. Wang P., Li H., Himed B. A parametric moving target detector for distributed MIMO radar in non-homogeneous environment, *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 2013, Vol. 61, No. 9, pp. 2282-2294.
16. Bliss D., Forsythe K., Fawcett G. MIMO Radar: Resolution, Performance, and Waveforms, *Proc. 14th Annual Adaptive Sensor Array Processing Workshop, MIT*, 2006, pp. 6-7.
17. Commin H., Manikas A. Virtual SIMO radar modelling in arrayed MIMO radar. 2012.
18. Contu M., Lombardo P. Sidelobe control for a MIMO radar virtual array, *Radar Conference (RADAR), 2013 IEEE*. IEEE, 2013, pp. 1-6.
19. Lobach V.T., Potipak M.V. Izmerenie dal'nosti medlenno dvizhushcheytsya tseli radiolokatorom s vysokoy razreshayushchey sposobnost'yu po dal'nosti [Slowly moving target range measurement by high range resolution radar], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences]*, 2014, No. 11 (160), pp. 67-75.
20. Lobach V.T., Potipak M.V. The use of stepped frequency signals for object coordinate measurement, *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2015 25th International Crimean Conference*. IEEE, 2015, pp. 1140-1141.
21. Roberts W. et al. MIMO radar angle-range-Doppler imaging, *Radar Conference, 2009 IEEE*. IEEE, 2009, pp. 1-6.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.Д. Габриэльян.

**Лобач Владимир Тихонович** – Южный федеральный университет; e-mail: rts@tgn.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, Некрасовский, 44; тел.: 88634371637; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных; зав. кафедрой.

**Потипак Михаил Владимирович** – e-mail: potipak@sfedu.ru; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных; доцент.

**Алехин Владимир Алексеевич** – e-mail: rts@tgn.sfedu.ru; кафедра радиотехнических и телекоммуникационных; доцент.

**Касьянов Александр Олегович** – ФГУП «РНИИРС»; e-mail: kasao@mail.ru; 344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130; тел.: 88632000555, 2555311; заместитель руководителя отдела по науке.

**Суматохин Константин Витальевич** – e-mail: alexander.o.kasyanov@gmail.com; начальник отдела.

**Lobach Vladimir Tikhonovich** – Southern Federal University; e-mail: rts@tgn.sfedu.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371637; the department of radio engineering and telecommunication systems; head of department.

**Potipak Michael Vladimirovich** – e-mail: potipak@sfedu.ru; the department of radio engineering and telecommunication systems; associate professor.

**Alokhin Vladimir Alekseyevich** – e-mail: rts@tgn.sfedu.ru; the department of radio engineering and telecommunication systems; associate professor.

**Kasyanov Alexander Olegovich** – FSUE “RNIIRS”; e-mail: kasao@mail.ru; 130, Nansen street, Rostov-on-Don, 344038, Russia; phones: +78632000555, 2555311; deputy head of department for science.

**Sumatokhin Constantine Vital’evich** – e-mail: alexander.o.kasyanov@gmail.com; head of department.