

Математическое моделирование
Mathematical modeling

УДК 621.396.969.1
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77>
EDN TUXBXL



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Двумерный алгоритм с последовательной оценкой углов прихода сигналов в системе когерентных распределенных автомобильных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами

И.В. Артюхин[®]

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, Нижний Новгород, 603950 Россия
[®] Автор для переписки, e-mail: artjukhin@rf.unn.ru

Резюме

Цели. Одной из актуальных задач в радиолокации является проблема повышения пространственного разрешения целей при ограниченной апертуре антенной решетки радара и короткой выборке входных отсчетов. Разрабатываемые алгоритмы должны обеспечивать высокое угловое разрешение и иметь малую вычислительную сложность. В настоящее время автомобили для выполнения требований систем безопасности и помощи водителю оснащаются не одним, а несколькими радарами с общей схемой обработки сигналов для улучшения характеристик при обнаружении, позиционировании и распознавании целей по сравнению с одиночным радаром. Цель работы – разработка двумерного алгоритма оценки угловых координат с низкой вычислительной сложностью в системе распределенных когерентных автомобильных радаров для случая короткой выборки входных отсчетов.

Методы. Использованы алгоритм формирования виртуальной антенной решетки, двумерный метод Кейпона. Предложена модификация метода Кейпона на основе последовательной оценки углов прихода сигналов применительно к системе распределенных радаров. Для сравнения эффективности рассматриваемых алгоритмов используется метод Монте-Карло.

Результаты. Представлен алгоритм с последовательной оценкой азимута и угла места для системы распределенных когерентных автомобильных радаров. Приведены результаты сравнительного анализа предложенного алгоритма и классического двумерного метода Кейпона на основе численного моделирования при помощи метода Монте-Карло. Показано, что предложенная схема приводит к улучшению целевых метрик (вероятности правильного определения числа целей, среднеквадратической и систематической ошибок измерения азимута и угла места) по сравнению с одиночным радаром. Последовательный алгоритм обеспечивает выигрыш в использовании вычислительных ресурсов по сравнению с полным двумерным методом Кейпона.

Выводы. Предложенный двумерный метод оценки углов прихода сигналов в азимутальной и угломестной плоскостях может быть применен для распределенной системы бистатических когерентных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами (MIMO-радаров). Метод основан на последовательной оценке углов прихода (на первом шаге – в азимутальной плоскости, на втором – в вертикальной). Характеристики системы когерентных радаров с ограниченной конфигурацией антенной решетки, сравнимы с характеристиками высокопроизводительного 4D-радара со значительно большим числом элементов антенной решетки.

Ключевые слова: распределенные автомобильные радары, когерентная обработка, алгоритмы сверхразрешения, двумерный алгоритм Кейпона

• Поступила: 18.07.2023 • Доработана: 18.03.2024 • Принята к опубликованию: 05.04.2024

Для цитирования: Артюхин И.В. Двумерный алгоритм с последовательной оценкой углов прихода сигналов в системе когерентных распределенных автомобильных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами. *Russ. Technol. J.* 2024;12(3):65–77. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77>

Прозрачность финансовой деятельности: Автор не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

High-resolution 2D-DoA sequential algorithm of azimuth and elevation estimation in automotive distributed system of coherent MIMO radars

Igor V. Artyukhin [✉]

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod, 603950 Russia

[✉] Corresponding author, e-mail: artjukhin@rf.unn.ru

Abstract

Objectives. One of the main tasks of radiolocation involves the problem of increasing spatial resolution of the targets in the case of limited aperture of the radar antenna array and short length of time samples (snapshots). Algorithms must be developed to provide high angular resolution and low computational complexity. In order to conform with the existing Advanced Driver Assistance Systems requirements, modern cars are equipped with more than one radar having a common signal processing scheme to improve performance during target detection, positioning, and recognition as compared to a single radar. The present study aims to develop a two-dimensional Direction-of-Arrival algorithm with low computation complexity as part of distributed coherent automotive radar system for cases involving short time samples (snapshots).

Methods. A virtual antenna array formation algorithm is formulated according to the two-dimensional Capon method. A proposed modification of two-dimensional Capon algorithm is based on sequentially estimating the directions of arrival for the distributed radar system. The Monte Carlo method is used to compare the effectiveness of the considered algorithms.

Results. The 2D-DoA sequential algorithm of azimuth and elevation estimation is proposed. The comparative analysis results for the developed algorithm and classical 2D Capon method based on numerical simulation using Monte Carlo method are presented. The proposed scheme of DoA estimation for coherent signal processing of distributed radars is shown to lead to an improvement of the main considered metrics representing the probability of correctly estimating the number of targets, mean square error, and square error compared to a single radar system. The proposed low-computational algorithm shows the gain in complexity compared to full 2D Capon algorithm.

Conclusions. The proposed two-stage algorithm for estimating the directions of arrival of signals in azimuth and elevation planes can be applied to the distributed system of coherent radars with several receiving and transmitting antennas representing multiple input multiple output (MIMO) radars. The algorithm is based on sequentially estimating the directions of arrival, implying estimation in the azimuthal plane at the first stage and estimation in the vertical plane at the second stage. The performance of a coherent radar system with limited antenna array configuration of separate radar is close in characteristics to a high-performance 4D-radar with a large antenna array system.

Keywords: automotive distributed radars, coherent signal processing, high-resolution algorithms, 2D Capon algorithm

• Submitted: 18.07.2023 • Revised: 18.03.2024 • Accepted: 05.04.2024

For citation: Artyukhin I.V. High-resolution 2D-DOA sequential algorithm of azimuth and elevation estimation in automotive distributed system of coherent MIMO radars. *Russ. Technol. J.* 2024;12(3):65–77. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77>

Financial disclosure: The author has no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The author declares no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Современные разработки в области автомобильной электроники привели к появлению нового поколения радаров – «4D-радары»¹. Такие устройства обеспечивают одновременное измерение трех пространственных координат (дальность, азимут и угол места) и скорости (доплеровское смещение). При этом за счет высокого пространственного разрешения обеспечивается распознавание наложенных друг на друга изображений, таких как пешеход, стоящий у забора или мотоцикл, едущий рядом с грузовиком.

Один из способов улучшения углового разрешения состоит в увеличении количества передающих (Tx) и принимающих (Rx) антенн. Такой подход ограничен сложностями аппаратной реализации и высокой стоимостью конечного продукта. На сегодняшний день количество антенн варьируется от нескольких единиц до нескольких десятков на радаре. Например, радар Continental ARS540 (Xilinx, Германия) оснащен 12 передающими и 16 приемными антennами². Аналогичную конфигурацию имеет автомобильный радар S80 производства Uhnder, США [1]. В более продвинутом радаре Phoenix компании Arbe (Израиль), реализуется до 48 Tx и 48 Rx антенн³.

Принимая во внимание ограничение на количество физических антенн, разрешение по углам может быть улучшено путем применения дополнительных методов сверхразрешения близкорасположенных источников сигналов (целей). Из классических алгоритмов сверхразрешения можно выделить multiple signal classification (MUSIC), estimation of signal parameters via rotational invariant techniques (ESPRIT), метод Кейпона, метод минимального многочлена и их вариации [2–6]. Однако эти методы, обладая высокой эффективностью, требуют больших вычислительных ресурсов, особенно при использовании

антенных решеток (AP) с достаточно большим числом антенн.

Дополнительно следует отметить, что на практике при обработке сигналов в автомобильных радарах оценка углов прихода (direction of arrival, DoA) обычно осуществляется только по одной последовательности коротких импульсов (так называемый «фрейм»), которая дает одну выборку (один временной отсчет) в каждой приемной антенне [3, 7]. Таким образом, в рассматриваемой задаче число выборок меньше числа элементов AP (так называемая короткая выборка), что приводит к сложности использования отмеченных выше сверхразрешающих методов, связанных с обращением плохо обусловленной корреляционной матрицы такого короткого входного процесса.

Второй способ увеличения углового разрешения основан на реализации когерентного радара с несколькими приемными и передающими каналами – так называемый MIMO (multiple-input-multiple-output) радар. MIMO-радары с N_{Tx} передающими антennами и N_{Rx} принимающими антennами формируют виртуальную AP, эквивалентную AP традиционного радара с одной передающей антенной и $N_{Tx} \times N_{Rx}$ принимающими антennами (MISO – multiple-input-single-output радар). Таким образом, MIMO-радары обеспечивают эффективный путь, позволяющий получить высокое угловое разрешение при меньшем числе реальных антенн [7–9]. Для работы такого радара необходимо, чтобы все принимаемые сигналы были когерентными, а форма сигналов – ортогональной. При построении MIMO-радаров используют различные подходы к ортогонализации, такие как временное или кодовое разделение сигналов [8, 9].

Используя концепцию MIMO, радар Phoenix компании Arbe может создать до 2304 виртуальных антенн, обеспечивая угловое разрешение (ширина луча по уровню 3 дБ), равное 1.25° и 1.5° по азимуту и углу места соответственно. При этом сектор обзора в азимутальной плоскости составляет ±60°, а по углу места составляет ±15°. Следуя аналогичному подходу, радар Continental ARS540 может создать 192 виртуальных антenn с разрешением по азимуту в 1.2°, а по углу места – в 2.3°.

Для выполнения существующих требований системы безопасности и помощи водителю (advanced safety systems and advanced driver assistance systems, ADAS) современные автомобили оснащаются

¹ <https://autotech.news/the-future-of-automotive-radar-4d-imaging-radar/>. Дата обращения 07.02.2024. / Accessed February 07, 2024.

² <https://www.xilinx.com/publications/presentations/continental-ARS540-powered-by-xilinx.pdf>. Дата обращения 21.08.2023. / Accessed August 21, 2023.

³ https://arberobotics.com/wp-content/uploads/2021/04/4D_Imaging_Radar_Product_Overview.pdf. Дата обращения 21.08.2023. / Accessed August 21, 2023.

несколькими датчиками (сенсорами), которые могут работать как единое целое и имеют общую (централизованную) обработку сигналов. В качестве преимуществ таких систем можно отметить существенное улучшение их характеристик при решении задач обнаружения, позиционирования, распознавания целей по сравнению с одиночным радаром (традиционным или MIMO).

Обычно выделяют два подхода к интеграции измерений с разных радаров, основанных на когерентной и некогерентной обработке сигналов. Некогерентная схема предполагает объединение сигналов отдельных радаров, работающих в моностатическом режиме [10, 11]. Когерентная схема основана на построении совместной виртуальной АР распределенных радаров, работающих в режиме бистатических измерений, при этом требуется полная или частичная синхронизация сигналов между радарами [12].

Настоящая статья посвящена двумерному методу оценки DoA при когерентной обработке сигналов в системе распределенных автомобильных радаров для случая короткой выборки входного процесса. Данный метод должен обеспечить высокое угловое разрешение за счет когерентной обработки сигналов в распределенных радарах с небольшим числом реальных антенн вместо использования одного высокопроизводительного 4D-радара с большой АР. При этом разрешение по азимуту в 1° и углу места в 2° будем считать необходимыми для достижения характеристиками.

1. ПОСТРОЕНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ АР ДЛЯ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ КОГЕРЕНТНЫХ РАДАРОВ

Рассмотрим распределенную систему, состоящую из двух когерентных MIMO-радаров. Предположим, что данная система имеет N_{Tx} и N_{Rx} реальных антенн. Общее число антенн виртуальной АР будет равно $N_{virt} = N_{Tx} \cdot N_{Rx}$.

Расположение виртуальных антенн определяется как свертка координат реальных приемных и передающих антенн [13, 14]. Координаты m -й виртуальной антенны будут рассчитываться по формуле:

$$\mathbf{r}^{(m)} = \mathbf{r}_{Tx}^{(p)} + \mathbf{r}_{Rx}^{(q)} - \mathbf{r}_0, \quad (1)$$

где $\mathbf{r}_{Tx}^{(p)}$ – радиус-вектор координат p -го элемента передающей антенны, $\mathbf{r}_{Rx}^{(q)}$ – радиус-вектор координат q -го элемента приемной антенны, \mathbf{r}_0 – радиус-вектор определяющий выбор системы координат, $m = q \cdot p$. Необходимо отметить, что при определенных условиях архитектуры АР радаров несколько виртуальных антенн могут иметь одинаковые координаты в пространстве.

Уравнение (1) может быть переписано в следующем виде:

$$\mathbf{r}^{(m)} = \mathbf{r}_{Tx}^{(p)} + \mathbf{r}_{Rx}^{(q)} - \mathbf{r}_{Tx}^{(1)} - \mathbf{r}_{Rx}^{(1)}, \quad (2)$$

где $\mathbf{r}_{Tx}^{(1)}$ и $\mathbf{r}_{Rx}^{(1)}$ есть радиус-векторы координат первого передающего и первого приемного элементов АР соответственно.

Свойствами виртуальной АР можно управлять, изменения координаты реальных Rx и Tx антенн. Как правило, выбор положения антенн направлен на получение виртуальной решетки с большей апертурой, что ведет к улучшению углового разрешения близких объектов. При этом концепция виртуальной АР позволяет применять традиционную обработку АР (включая алгоритмы сверхвысокого разрешения) для оценки угловых координат. Основная идея виртуальной АР заключается в совпадении ее выходного сигнала с сигналом, создаваемым некоторой реальной АР. В свободном пространстве такое совпадение однозначно, однако в случае многолучевого распространения необходимо учитывать критерии совпадения для определения оптимальной конфигурации реальной АР. В [14] показано, что в случае наличия отраженного сигнала от Земли либо все передающие, либо все приемные антенны должны иметь одинаковую высоту над поверхностью Земли. Простейшей формой такой конфигурации реальных передающих и приемных антенн является L-образная АР.

На рис. 1 показан пример построения виртуальной АР для распределенной системы, состоящей из двух когерентных радаров с L-образной АР. Передающие антенны обозначены крестом, а приемные антенны – кругом. АР одиночных радаров расположены симметрично относительно вертикальной оси (центра радаров).

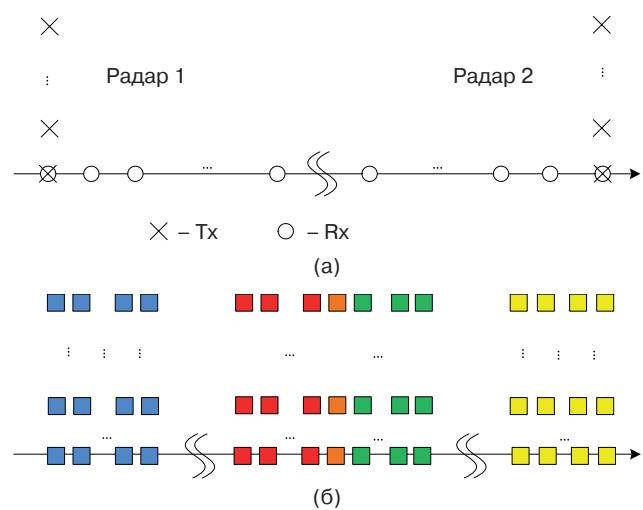


Рис. 1. Общая геометрия распределенной системы радаров: (а) АР, состоящая из двух радаров L-типа; (б) виртуальная АР

Результирующая виртуальная АР состоит из двух виртуальных моностатических решеток (выделенных синим и желтым цветами на рис. 1б, и одной виртуальной бистатической решетки, расположенной посередине. Бистатическая АР состоит из удвоенного числа элементов виртуальной решетки одиночного радара [13, 14].

Красным и зеленым цветом показаны виртуальные антенны, сформированные с помощью бистатического отклика левого и правого радаров соответственно. Средние элементы, выделенные оранжевым цветом в виртуальной АР, содержат перекрывающиеся бистатические измерения от правого и левого радаров. Такое положение антенн в среднем столбце необходимо для учета и компенсации разности фаз, которая возникает между бистатическими сигналами в виртуальной АР при неидеальной синхронизации.

2. ОПИСАНИЕ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ АЛГОРИТМОВ

2.1. Алгоритм компенсации фаз

Предлагается алгоритм компенсации фаз сигналов, состоящий из двух этапов. Первый этап используется в случае ненулевого установочного угла α одиночных радаров (рис. 2). Если угол установки одиночных радаров равен нулю, то первый этап пропускается и применяется только второй.

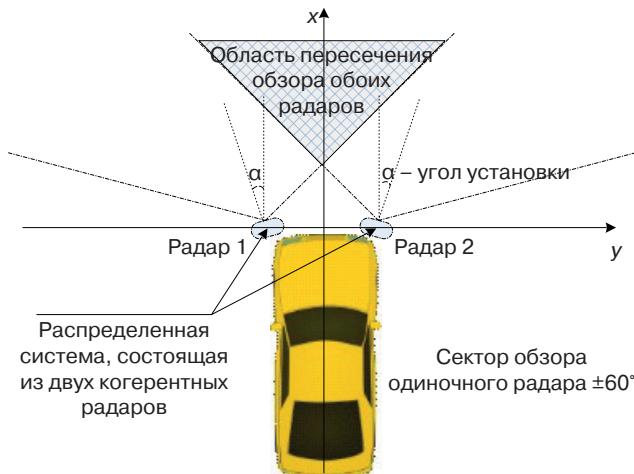


Рис. 2. Общая геометрия распределенной системы радаров. Вид сверху

Первый этап: компенсация дополнительного набега фаз, связанного с ненулевым установочным углом отдельного радара.

Обозначим через матрицы \mathbf{Y}_i ($i = 1, 2$) сигналы виртуальных бистатических решеток (откликов) от левого и правого радаров. И введем p -ю компоненту сканирующего вектора $\mathbf{s}(\alpha)$ АР в азимутальной плоскости для установленного угла α радара как:

$$s_p(\alpha) = \exp(2\pi j d_\lambda (p-1) \sin(\alpha)), \quad p = \overline{1, N}, \quad (3)$$

где N – число антенных элементов в горизонтальной плоскости одиночного радара, j – мнимая единица.

Для компенсации дополнительного набега фаз, связанного с ненулевым установочным углом отдельного радара, сделаем следующее преобразование:

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{Y}_1, \quad \mathbf{Z}_2 = \mathbf{G}_2 \cdot \mathbf{Y}_2, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{G}_1 = \text{diag}\{\mathbf{s}\}, \quad \mathbf{G}_2 = \text{diag}\{\mathbf{s}^*\} \quad (5)$$

и $\text{diag}\{\mathbf{s}\}$ – диагональная матрица, элементы вектора \mathbf{s} лежат на главной диагонали, $*$ – знак комплексного сопряжения.

Введем матрицу \mathbf{Z} размерности $N_{\text{Tx}}/2 \times 2N$, включающую в себя сигналы \mathbf{Z}_1 и \mathbf{Z}_2 :

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_1, \mathbf{Z}_2]. \quad (6)$$

Второй этап: скачок в фазах между бистатическими измерениями радаров компенсируется за счет учета разности фаз радаров в среднем элементе построенной виртуальной АР.

Выделим из полного набора \mathbf{Z} отдельную строку, состоящую из $2N$ элементов: $\{z(1), z(2), \dots, z(2N)\}$. Виртуальная АР (выделенная строка) состоит из $2N - 1$ элементов с перекрывающимися измерениями в среднем элементе (рис. 3).

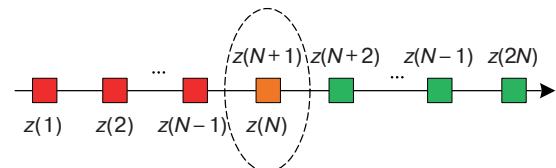


Рис. 3. Иллюстрация построения отсчетов для отдельной строки виртуальной решетки

Найдем разность фаз в среднем элементе $\Delta\Phi = \text{phase}(z(N)) - \text{phase}(z(N+1))$, и скомпенсируем полученную разность для антенных элементов с индексами $N+2, \dots, 2N$:

$$\{z(N+2), z(N+3), \dots, z(2N)\} \cdot \exp(-j \cdot \Delta\Phi). \quad (7)$$

Преобразованные сигналы, используемые для оценки углов прихода, состоят из следующих $2N - 1$ элементов:

$$\{z(1), z(2), \dots, z(N), z(N+2) \cdot \exp(-j \Delta\Phi), \dots, z(N+3) \cdot \exp(-j \Delta\Phi), \dots, z(2N) \cdot \exp(-j \Delta\Phi)\}. \quad (8)$$

Элемент с индексом $N + 1$ из полного набора не используется в конечном наборе (рис. 4).

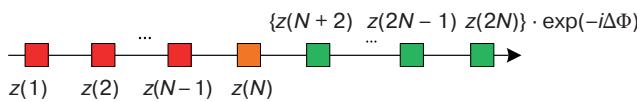


Рис. 4. Иллюстрация построения отсчетов для отдельной строки виртуальной решетки

2.2. Двумерный алгоритм оценки углов прихода

Рассмотрим два метода оценки азимута и угла места целей: классический двумерный (2D) алгоритм Кейпона и предлагаемый (новый) двухшаговый метод последовательной оценки азимута и угла места.

Непараметрический двумерный метод Кейпона выбран в качестве базового. Для него не требуются априорные знания о количестве цели (или их предварительная оценка), что упрощает оценку углов прихода, но при этом метод имеет большую вычислительную сложность, связанную с нахождением обратной матрицы и двумерным поиском экстремумов [2, 13]. Данный алгоритм основан на поиске максимумов двумерной разрешающей функции $\eta_C(\phi, \theta)$:

$$\eta_C(\phi, \theta) = \frac{1}{\mathbf{S}(\phi, \theta)^H \mathbf{M}_{2D}^{-1} \mathbf{S}(\phi, \theta)}, \quad (9)$$

где \mathbf{M}_{2D} – оценка корреляционной матрицы входного процесса двумерной АР, $\mathbf{S}(\phi, \theta)$ – соответствующий сканирующий вектор.

Предлагаемый в данной статье метод оценки DoA заключается в последовательной оценке азимута (первый шаг) и угла места (второй шаг). Рассмотрим в деталях предложенную схему оценки углов прихода.

Первый шаг предполагает реализацию одномерного алгоритма Кейпона. Пусть имеется $m \times n$ виртуальная АР (обозначена на рис. 5 слева синими квадратами). Для оценки DoA используется один временной отсчет, который может быть представлен в математическом виде с помощью матрицы \mathbf{A} (см. рис. 5 справа).

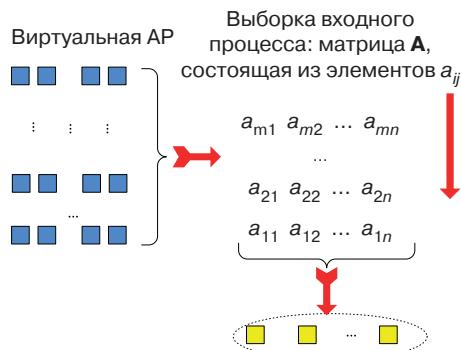


Рис. 5. Пример построения отсчетов для оценки в азимутальной плоскости

Выделим горизонтальную строку длины n (одномерная АР – желтые квадраты, отмеченные эллипсом на рис. 5) из полной виртуальной АР. При этом вся матрица \mathbf{A} будет использоваться для оценки корреляционной матрицы одномерной АР. Отдельные строки матрицы \mathbf{A} можно интерпретировать как «временные отсчеты» для одномерной АР. Сформируем матрицу \mathbf{A} в виде:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & \dots & a_{m1} \\ a_{12} & a_{22} & \dots & a_{m2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{1n} & a_{2n} & \dots & a_{mn} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

тогда одномерную разрешающую функцию метода Кейпона можно представить в виде выражения:

$$\eta(\phi) = \frac{1}{\mathbf{S}(\phi)^H \mathbf{M}_{1D}^{-1} \mathbf{S}(\phi)}, \quad (11)$$

где матрица $\mathbf{M}_{1D} = \frac{1}{L} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{A}^H$, $L = m$ – число строк в виртуальной АР, $(\bullet)^H$ – эрмитово сопряжение.

В результате решения задачи максимизации (11), мы получим k оценок азимута: ϕ_1, \dots, ϕ_k .

На втором шаге реализуется двумерный алгоритм Кейпона для оценки углов места. Однако, в отличие от полного 2D-метода Кейпона, поиск максимумов разрешающей функции $\eta_C(\phi, \theta)$ осуществляется только при фиксированных значениях азимутов целей ϕ_1, \dots, ϕ_k , найденных на первом этапе:

$$\eta_C(\phi, \theta) \Big|_{\phi=\phi_l} = \frac{1}{\mathbf{S}(\phi, \theta)^H \mathbf{M}_{2D}^{-1} \mathbf{S}(\phi, \theta)} \Big|_{\phi=\phi_l}, \quad (12)$$

ϕ_l – фиксированы, $l = \overline{1, k}$.

Таким образом, задача поиска максимумов двумерной функции $\eta_C(\phi, \theta)$ (9) свелась к k одномерным задачам поиска экстремумов (12). Решением (12) являются оценки угла места $\theta_1, \dots, \theta_k$.

Структурная схема предложенного алгоритма представлена на рис. 6.

2.3. Процедура пространственного сглаживания

В практических задачах для оценки углов прихода сигналов используется только одна временная выборка. В этом случае корреляционные матрицы \mathbf{M}_{1D} и \mathbf{M}_{2D} являются вырожденными. В такой ситуации применяется процедура пространственного сглаживания для входных данных [3]. Для этого в основной АР выделяются подрешетки, оптимальный размер

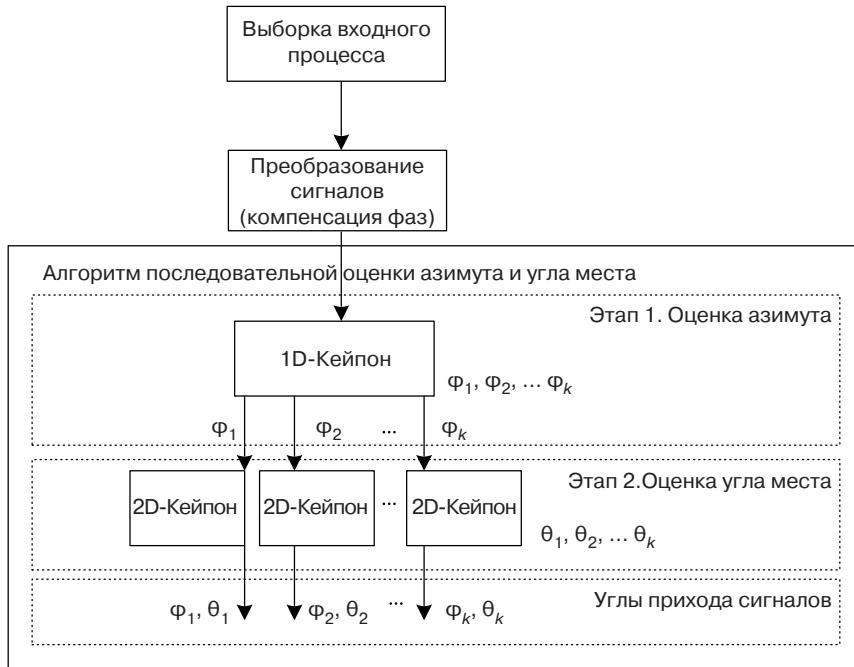


Рис. 6. Последовательный алгоритм оценки DoA

которых составляет $Q \approx 0.7N_{\text{dim}}$ [3, 5] для каждой размерности N_{dim} .

Для пояснения процедуры пространственного сглаживания рассмотрим формирование подрешеток на примере системы радаров L-типа с конфигурацией 6T8R. Тогда бистатическая виртуальная решетка имеет размер 6×15 , размер подрешетки для пространственного сглаживания будет равен 4×10 при использовании двумерного алгоритма Кейпона (отмечен красным цветом на рис. 7a). В случае одномерного алгоритма Кейпона, размер подрешетки будет равен 1×10 (отмечен зеленым цветом на рис. 7b).

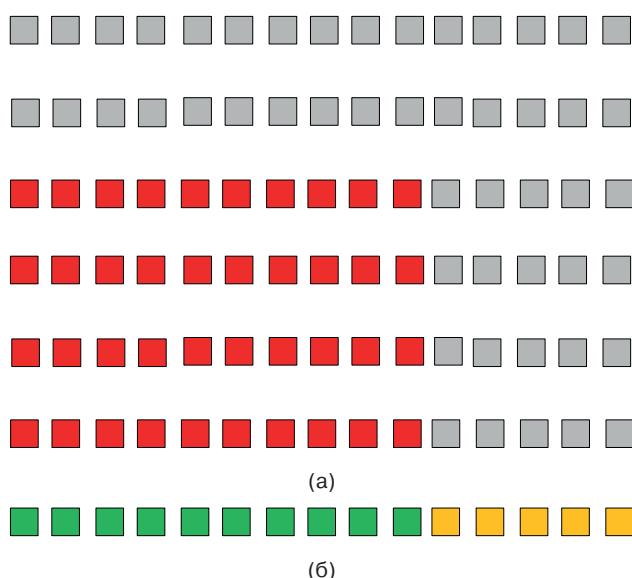


Рис. 7. Конфигурация подрешеток:
 (а) подрешетка для 2D-алгоритма Кейпона;
 (б) подрешетка для 1D-алгоритма Кейпона

После выбора подрешетки формируются несколько выборок. Каждая выборка является частью принятого сигнала, соответствующего смешенным копиям выбранной подрешетки (так называемое прямое сглаживание). Число выборок можно удвоить, применив процедуру обратного сглаживания [3, 5]. В результате пространственного сглаживания получаем $L_{2D} = 36$ и $L_{1D} = 12 \times 6 = 72$ пространственных выборок для 2D- и 1D-алгоритмов Кейпона соответственно.

2.4. Оценка вычислительных ресурсов

Для оценки требуемых вычислительных ресурсов при аппаратной реализации алгоритмов будем учитывать только операцию комплексного умножения как наиболее затратную процедуру [15, 16]. Вычислительная сложность полного 2D-метода Кейпона представлена в табл. 1, 2. Оценка вычислительных ресурсов для предложенного последовательного алгоритма оценки DoA собрана в табл. 3, 4.

Численные оценки вычислительных ресурсов в табл. 2, 4 представлены для следующего случая:

- АР одиночного радара 6T8R, L-типа;
- размер виртуальной решетки (бистатические измерения): 6×15 ;
- один временной отсчет;
- применяется процедура пространственного сглаживания.

Параметры «число антенных элементов» и «число временных отсчетов» в табл. 2, 4 – это параметры после процедуры пространственного сглаживания.

Таблица 1. Вычислительные затраты 2D-метода Кейпона

Процедура	Число операций
Оценка корреляционной матрицы	$L_{2D}(N_{2D})^2 + (N_{2D})^2$
Обращение матрицы	$4(N_{2D})^2$
Сканирование по углам разрешающей функции	$(N_{2D})^2 + N_{2D}$
Поиск максимумов	$4J_1 N_{\text{steps}}$
Общая сложность	$(N_{2D})^2(L_{2D} + 6) + N_{2D} + 4J_1 N_{\text{steps}}$

Таблица 2. Вычислительные затраты 2D-метода Кейпона

Параметр	Значение
Число антенных элементов	$N_{2D} = 40$
Число временных отсчетов	$L_{2D} = 36$
Число целей	$J_1 = 2$
Число шагов (точек) для поиска максимумов	$N_{\text{steps}} = N_h N_v$, $N_h = N_v = 100$
Общая сложность	147240

Таблица 3. Вычислительные затраты последовательного алгоритма оценки DoA

Процедура	Число операций
1-й этап (1D-Кейпон)	
Оценка корреляционной матрицы	$L_{1D}(N_{1D})^2 + (N_{1D})^2$
Обращение матрицы	$4(N_{1D})^2$
Сканирование по углам разрешающей функции	$(N_{1D})^2 + N_{1D}$
Поиск максимумов	$4J_1 N_h$
2-й этап (2D-Кейпон)	
Оценка корреляционной матрицы	$4(L_{2D}(N_{2D})^2 + (N_{2D})^2)$
Обращение матрицы	$4(N_{2D})^2$
Сканирование по углам разрешающей функции	$(N_{2D})^2 + N_{2D}$
Поиск максимумов	$2 \cdot 4J_2 N_v$
Общая сложность	$(N_{2D})^2(L_{2D} + 6) + N_{2D} + 2 \cdot 4J_2 N_v + (N_{1D})^2(L_{2D} + 6) + N_{1D} + 4J_1 N_h$

Таблица 4. Вычислительные затраты последовательного алгоритма оценки DoA

Параметр	Значение
Число антенных элементов	$N_{1D} = 10$
Число временных отсчетов	$L_{1D} = 72$
Число целей	$J_2 = 1$
Общая сложность	76650

Вычислительная сложность полного 2D-метода Кейпона составляет 147240 операций (комплексных умножений) и 76650 операций для последовательного алгоритма оценки DoA при заданных параметрах. Таким образом, выигрыш предложенного алгоритма в вычислительных ресурсах составляет 1.9 раз по сравнению с классическим двумерным алгоритмом Кейпона.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Предположим, что распределенная система состоит из двух когерентных радаров миллиметрового диапазона длин волн (77 ГГц), расстояние между сенсорами 1.48 м, угол установки радаров 0° (радары смотрят вперед). Антенная решетка одиночного радара имеет L-образную 6T8R конфигурацию, представленную на рис. 8.

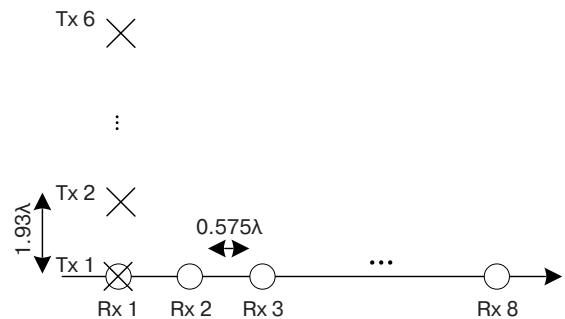


Рис. 8. АР одиночного радара: 6T8R (L-типа)

Период АР равен 0.575λ (горизонтальная плоскость) и 1.93λ (вертикальная плоскость). Параметры одиночного радара обеспечивают сектор обзора ±60° в азимутальной плоскости и ±15° в вертикальной плоскости. Ширина главного луча по уровню половинной мощности (−3дБ) составляет 11.25° в горизонтальной плоскости и 4.46° – в вертикальной плоскости.

Для распределенной системы радаров с учетом получаемой виртуальной бистатической АР ширина главного луча в вертикальной плоскости не изменится, а в горизонтальной плоскости – уменьшится до ≈6° по сравнению с одиночным радаром.

Для иллюстрации эффективности распределенной системы когерентных радаров рассмотрим два

сценария пространственного расположения двух близких целей. В первом сценарии, представленном на рис. 9а, две цели расположены симметрично относительно оси x с угловым расстоянием 1° в азимутальной плоскости и имеют одинаковый угол места 0° . Угловое расстояние между целями в 11 раз меньше ширины луча АР одиночного радара. Во втором сценарии (рис. 9б) две цели имеют одинаковый азимут 0° и расположены симметрично относительно оси x в вертикальной плоскости с угловым расстоянием 2° . Общее расположение целей и радаров проиллюстрировано на рис. 9в. Угловое расстояние между целями при этом примерно в 2.2 раза меньше ширины луча АР одиночного радара в вертикальной плоскости.

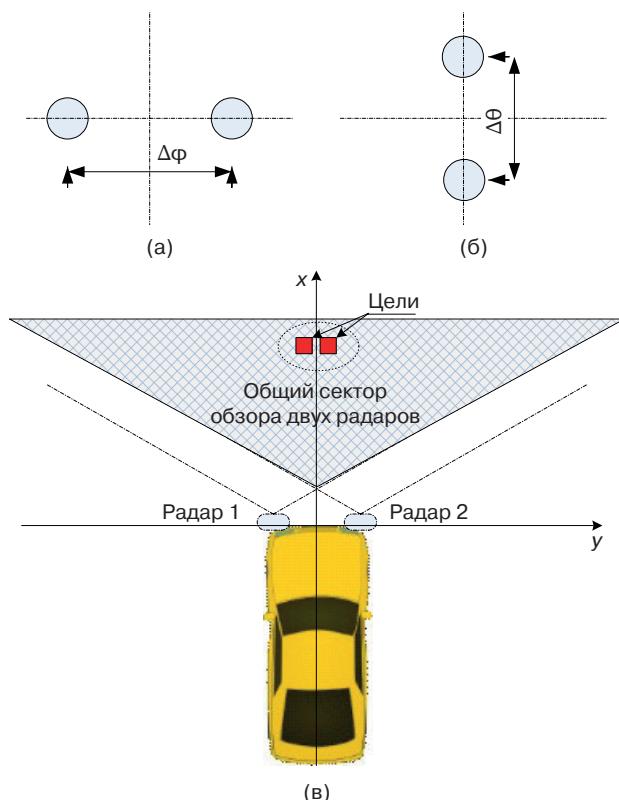


Рис. 9. Сценарии пространственного расположения двух близких целей: (а) сценарий 1; (б) сценарий 2; (в) общая геометрия распределенной системы двух радаров

Полный 2D-метод Кейпона для одиночного радара и распределенной системы используется в качестве базового алгоритма для сравнения с предложенным алгоритмом последовательной оценки азимута и угла места для системы распределенных радаров. Один временной отсчет взят для оценки углов прихода сигналов.

Для сравнения эффективности алгоритмов используется метод Монте-Карло. Для каждого значения отношения сигнал/шум набирался статистический ансамбль, состоящий из 2000 экспериментов. Рассматриваются три основные метрики как функции параметра «отношение сигнал/шум» (ОСШ):

1. Вероятность правильной оценки числа близких целей p :

$$p = \frac{m}{n}, \quad (13)$$

где m – число экспериментов с правильным обнаружением числа целей, n – общее число экспериментов.

2. Среднеквадратичная ошибка (СКО, mean square error, MSE):

$$MSE = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{k=1}^J \sigma_k^2}, \quad (14)$$

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (\hat{\varphi}_{ki} - \bar{\varphi}_k)^2, \quad \bar{\varphi}_k = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \hat{\varphi}_{ki},$$

где $\hat{\varphi}_{km}$ – оценка DoA для k -й цели в m -м эксперименте.

3. Систематическая ошибка (СО, systematic error, SE):

$$SE = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{k=1}^J (\bar{\varphi}_k - \varphi_k)^2}. \quad (15)$$

Обобщенные результаты численного моделирования для предложенного алгоритма последовательной оценки азимута и угла места представлены в табл. 5. Видно, что разрешение по азимуту и углу места (1° и 2° соответственно) достигается при ОСШ в 36 дБ (сценарий 1) и 20 дБ (сценарий 2) для вероятности правильной оценки числа целей равной 0.5.

Таблица 5. Обобщенные результаты численного моделирования для предложенного алгоритма последовательной оценки азимута и угла места

Сцена- рий	Разрешение		Точность		ОСШ
	Азимут, $\Delta\varphi$	Угол места, $\Delta\theta$	Азимут	Угол места	
1	1°	–	0.12° (СКО) 0.11° (СО)	0.6° (СКО) 0.04° (СО)	36 дБ
2	–	2°	0.08° (СКО) 0.02° (СО)	0.45° (СКО) 0.04° (СО)	20 дБ

Сравнение метрик как функций параметра ОСШ для рассматриваемых алгоритмов при различных сценариях представлено ниже на рис. 10 и 11. Полный набор исследуемых метрик состоит из пяти графиков. В левой части представлены СКО и СО метрики в зависимости от ОСШ для оценки азимута, в правой – для угла места. Метрики СКО и СО

представлены с учетом дополнительного ограничения на вероятность корректного обнаружения числа близких целей ($p > 0.5$).

Сценарий 1 (рис. 9а): две цели имеют азимуты $\pm 0.5^\circ$ и одинаковый угол места 0° .

Черная пунктирная кривая со звездочками соответствует предложенному последовательному алгоритму для распределенной системы радаров; черная пунктирная кривая с кружками соответствует распределенной системе радаров для полного

2D-алгоритма Кейпона; синяя кривая с треугольниками/красная кривая с крестиками — оценка DoA для одиночного радара (левый/правый), используется полный 2D-алгоритм Кейпона. Как видно из графиков, одиночные радары не смогли достичь целевого уровня метрики правильной оценки количества целей в $p = 0.5$. Таким образом, на графиках отсутствуют результаты для метрик СКО/СО.

Из результатов моделирования для текущего сценария видно, что предложенный алгоритм

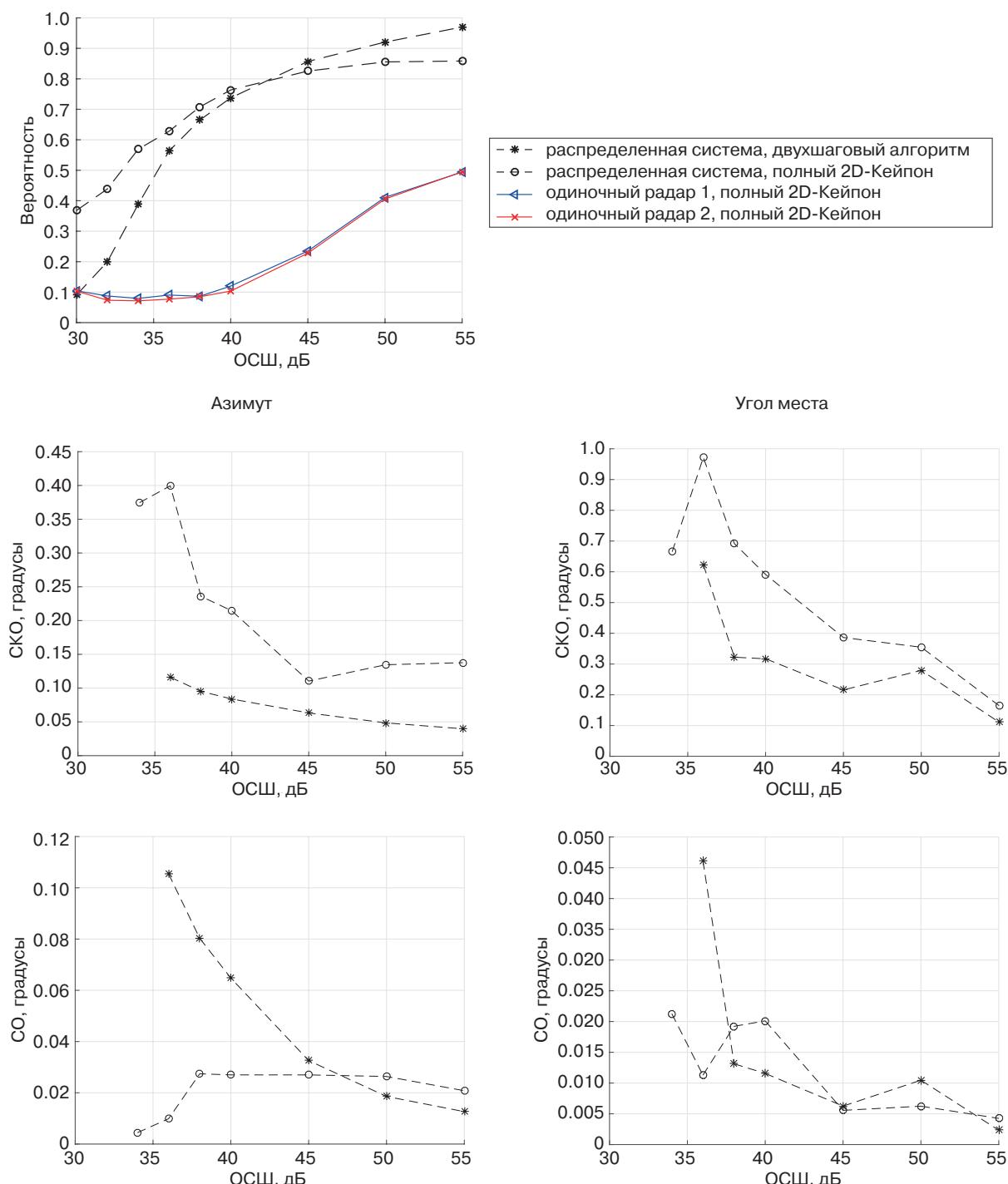


Рис. 10. Метрики как функция ОСШ. Сценарий 1

последовательной оценки углов прихода сигналов выигрывает у полного 2D-алгоритма Кейпона в метриках правильной оценки числа целей (для больших значений ОСШ) и СКО за счет большего числа пространственных выборок при оценке азимута на первом этапе (72 против 36, см. п. 2.4). При этом метрики СО для двух алгоритмов имеют близкие значения.

Сценарий 2 (рис. 9б): две цели имеют одинаковый азимут 0° и углы места $\pm 1^\circ$ (угловое расстояние 2° в вертикальной плоскости).

Из представленных результатов видно, что последовательный алгоритм оценки углов прихода при водит к улучшению метрик СКО и СО. Одиночный радар также способен различать две близких цели в сценарии 2 за счет одинаковых апертур АР отдельного радара и распределенной системы в вертикальной плоскости. При этом одиночный радар с полным 2D-алгоритмом Кейпона проигрывает в метриках СКО и СО распределенной системе радаров с двухшаговым алгоритмом.

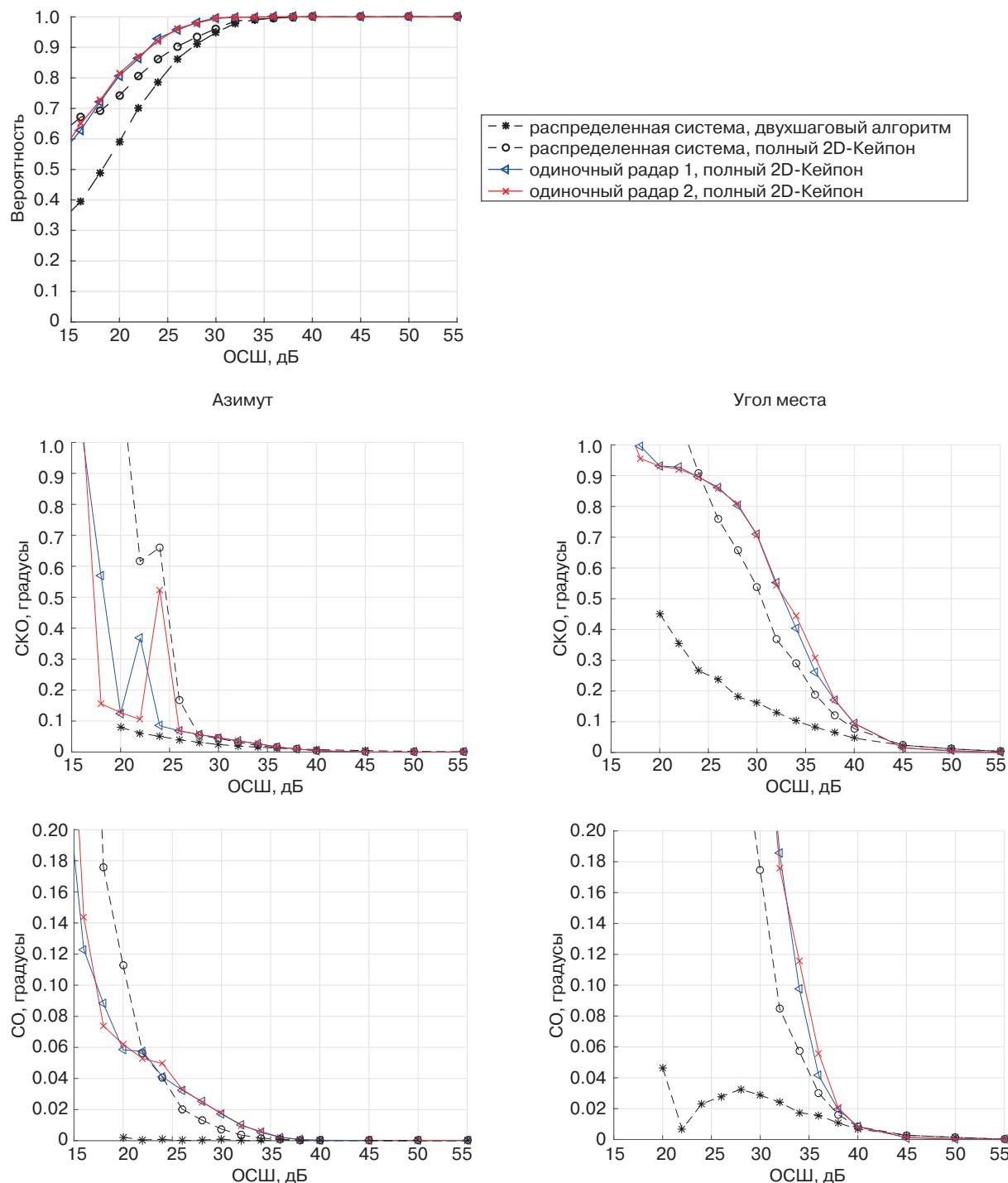


Рис. 11. Метрики как функция ОСШ. Сценарий 2

Выигрыш предложенного алгоритма последовательной оценки углов прихода сигналов по сравнению с полным 2D-алгоритмом Кейпона можно объяснить более точной оценкой азимута на первом этапе метода за счет большего числа пространственных выборок (72 против 36), в то время как классический двумерный алгоритм Кейпона вынужден оценивать одновременно азимут и угол места при меньшей длине пространственной выборки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен двумерный метод оценки углов прихода сигналов в азимутальной и угломестной плоскостях для распределенной системы бистатических когерентных MIMO-радаров. Метод основан на последовательной оценке углов прихода

(на первом шаге – в азимутальной плоскости, на втором – в вертикальной) и обеспечивает выигрыш (при выбранных параметрах системы) в 1.9 раз в использовании вычислительных ресурсов по сравнению с полным классическим двумерным методом Кейпона.

Проведенное сравнительное численное моделирование на основе метода Монте-Карло показало, что предложенная схема когерентной обработки сигналов распределенных радаров для оценки DoA приводит к улучшению целевых метрик (вероятности корректного определения числа целей, СКО и СО) по сравнению с одиночным радаром. Характеристики системы, состоящей из когерентных радаров с ограниченной конфигурацией АР, сравнимы с характеристиками высокопроизводительного 4D-радара со значительно большим числом элементов АР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Giannini V., Goldenberg M., Eshrahi A., et al. 9.2 A 192-Virtual-Receiver 77/79GHz GMSK Code-Domain MIMO Radar System-on-Chip. In: *2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, San Francisco, CA, USA. 2019. P. 164–166. <https://doi.org/10.1109/ISSCC.2019.8662386>
2. Godara L.C. *Smart Antennas*. CRC Press; 2004. 472 p.
3. Tuncer T.E., Friedlander B. (Eds.). *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press, Inc.; 2009. 456 p. <https://doi.org/10.1016/C2009-0-19135-3>
4. Ермоляев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Купцов В.В. Метод минимального многочлена для оценки параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой. *Акустический журнал*. 2018;64(1):78–85. <https://doi.org/10.7868/S0320791918010057>
5. Ермоляев В.Т., Флаксман А.Г., Елохин А.В., Шмонин О.А. Угловое сверхразрешение сигналов в антенной решетке с помощью корневого метода минимального многочлена корреляционной матрицы. *Известия вузов. Радиофизика*. 2018;61(3):261–272.
6. Родионов А.А., Турчин В.И. Обработка сигналов в антенных решётках на основе модели помехи, включающей корреляционную матрицу неполного ранга. *Известия вузов. Радиофизика*. 2017;60(1):60–71.
7. Patole S.M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. <https://doi.org/10.1109/MSP.2016.2628914>
8. Ермоляев В.Т., Семенов В.Ю., Флаксман А.Г., Артюхин И.В., Шмонин О.А. Метод формирования виртуальных приемных каналов в автомобильном MIMO-радаре. *Радиотехника*. 2021;85(7):115–126.
9. Li J., Stoica P. *MIMO Radar Signal Processing*. Wiley-IEEE Press; 2009. 448 p. ISBN 978-0-4701-7898-0
10. Folster F., Rohling H., Lubbert U. An automotive radar network based on 77 GHz FMCW sensors. In: *IEEE International Radar Conference*. 2005. P. 871–876. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435950>
11. Артюхин И.В., Аверин И.М., Флаксман А.Г., Рубцов А.Е. Алгоритм оценки углов прихода сигналов в системе распределенных некогерентных автомобильных радаров. *Журнал радиоэлектроники*. 2023;4:1–20. <http://jre.cplire.ru/jre/apr23/2/text.pdf>
12. Gottinger M., Hoffmann M., Christmann M., Schutz M., Kirsch F., Gulden P., Vossiek M. Coherent Automotive Radar Networks: The Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping. *IEEE Journal of Microwaves*. 2021;1(1):149–163. <https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3034475>
13. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd edition. New York: McGraw-Hill; 2014. 656 p.
14. Ермоляев В.Т., Флаксман А.Г., Шмонин О.А. Применение концепции виртуальной антенной решетки в МИМО-радаре при наличии отражений от земной поверхности. *Известия вузов. Радиофизика*. 2020;63(3):240–249.
15. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Found. Trends® Sign. Process.* 2017;11(3–4):154–655. <http://doi.org/10.1561/2000000093>
16. Gentilho E., Scalassara P.R., Abrão T. Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective. *J. Sign. Process. Syst.* 2020;92(2):239–256. <https://doi.org/10.1007/s11265-019-01467-4>

REFERENCES

1. Giannini V., Goldenberg M., Eshrahi A., et al. 9.2 A 192-Virtual-Receiver 77/79GHz GMSK Code-Domain MIMO Radar System-on-Chip. In: *2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, San Francisco, CA, USA. 2019. P. 164–166. <https://doi.org/10.1109/ISSCC.2019.8662386>
2. Godara L.C. *Smart Antennas*. CRC Press; 2004. 472 p.
3. Tuncer T.E., Friedlander B. (Eds.). *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press, Inc.; 2009. 456 p. <https://doi.org/10.1016/C2009-0-19135-3>
4. Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Elokhin A.V., et al. Minimal Polynomial Method for Estimating Parameters of Signals Received by an Antenna Array. *Acoust. Phys.* 2018;64(1):83–90. <https://doi.org/10.1134/S1063771018010050>
[Original Russian Text: Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Elokhin A.V., Kuptsov V.V. Minimal Polynomial Method for Estimating Parameters of Signals Received by an Antenna Array. *Akusticheskii Zhurnal*. 2018;64(1):78–85 (in Russ.). <https://doi.org/10.7868/S0320791918010057>]
5. Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Elokhin A.V., et al. Angular Superresolution of the Antenna-Array Signals Using the Root Method of Minimum Polynomial of the Correlation Matrix. *Radiophys. Quantum Electron.* 2018;61(3):232–241. <https://doi.org/10.1007/s11141-018-9884-5>
[Original Russian Text: Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Elokhin A.V., Shmonin O.A. Angular Superresolution of the Antenna-Array Signals Using the Root Method of Minimum Polynomial of the Correlation Matrix. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radiofizika*. 2018;61(3):261–272 (in Russ.).]
6. Rodionov A.A., Turchin V.I. Processing of Antenna-Array Signals on the Basis of the Interference Model Including a Rank-Deficient Correlation Matrix. *Radiophys. Quantum Electron.* 2017;60(1):54–64. <https://doi.org/10.1007/s11141-017-9776-0>
[Original Russian Text: Rodionov A.A., Turchin V.I. Processing of Antenna-Array Signals on the Basis of the Interference Model Including a Rank-Deficient Correlation Matrix. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radiofizika*. 2017;60(1):60–71 (in Russ.).]
7. Patole S.M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. <https://doi.org/10.1109/MSP.2016.2628914>
8. Ermolaev V.T., Semenov V.Yu., Flaksman A.G., Artyukhin I.V., Shmonin O.A. The method of forming virtual receiving channels in the automobile MIMO-radar. *Radiotekhnika = J. Radioengineering*. 2021;85(7):115–126 (in Russ.).
9. Li J., Stoica P. *MIMO Radar Signal Processing*. Wiley-IEEE Press; 2009. 448 p. ISBN 978-0-4701-7898-0
10. Folster F., Rohling H., Lubbert U. An automotive radar network based on 77 GHz FMCW sensors. In: *IEEE International Radar Conference*. 2005. P. 871–876. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435950>
11. Artyukhin I.V., Averin I.M., Flaksman A.G., Rubtsov A.E. Direction-of-Arrival Estimation Algorithm in Automotive Distributed Non-Coherent Multi-Radar Systems. *Zhurnal radioelektroniki = J. Radio Electronics*. 2023;4:1–20 (in Russ.). <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.2>
12. Gottinger M., Hoffmann M., Christmann M., Schutz M., Kirsch F., Gulden P., Vossiek M. Coherent Automotive Radar Networks: The Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping. *IEEE Journal of Microwaves*. 2021;1(1):149–163. <https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3034475>
13. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. 2nd edition. New York: McGraw-Hill; 2014. 656 p.
14. Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Shmonin O.A. Using the Concept of a Virtual Antenna Array in a MIMO Radar in the Presence of Reflections from the Ground Surface. *Radiophys. Quantum Electron.* 2020;63(3):218–226. <https://doi.org/10.1007/s11141-021-10047-1>
[Original Russian Text: Ermolaev V.T., Flaksman A.G., Shmonin O.A. Using the Concept of a Virtual Antenna Array in a MIMO Radar in the Presence of Reflections from the Ground Surface. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radiofizika*. 2020;63(3):240–249 (in Russ.).]
15. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Foundations and Trends® in Signal Processing*. 2017;11(3–4):154–655. <http://doi.org/10.1561/2000000093>
16. Gentilho E., Scalassara P.R., Abrão T. Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective. *J. Sign. Process. Syst.* 2020;92(2):239–256. <https://doi.org/10.1007/s11265-019-01467-4>

Об авторе

Артюхин Игорь Владимирович, электроник 1 категории, кафедра статистической радиофизики и мобильных систем связи, Радиофизический факультет, ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» (603022, Россия, Нижний Новгород, пр-т Гагарина, д. 23). E-mail: artjukhin@rf.unn.ru. Scopus Author ID 57216223873, <https://orcid.org/0009-0008-5139-6443>

About the author

Igor V. Artyukhin, Engineer, Department of Statistical Radiophysics and Mobile Communication Systems, Faculty of Radiophysics, National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (23, Gagarina pr., Nizhny Novgorod, 603022 Russia). E-mail: artjukhin@rf.unn.ru. Scopus Author ID 57216223873, <https://orcid.org/0009-0008-5139-6443>