

Научная статья

УДК 629.052.3

URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=186891>

EDN: <https://www.elibrary.ru/BKOGQX>

АЛГОРИТМ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ЧАСТИЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ МОДУЛИРУЮЩИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Ю.М. Мелёшин✉

Национальный исследовательский университет

Московский институт электронной техники»,

г. Москва, г. Зеленоград, Россия

✉ i@imym.ru

Цитирование: Мелёшин Ю.М. Алгоритм динамической обработки радиолокационных сигналов на базе частичной корреляции модулирующих последовательностей // Труды МАИ. 2025. № 145. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=186891>

Аннотация. В работе представлены результаты исследования алгоритма динамической обработки радиолокационных сигналов на базе частичной корреляции модулирующих последовательностей и построения дерева агрегации пространственной функции неопределенности в радиолокаторах с многоканальным входом и многоканальным выходом (MIMO). В MIMO радиолокаторах с кодовым разделением передающих каналов с каждого из передатчиков излучается ортогональная по отношению к другим последовательность. Предлагаемый алгоритм заключается в использовании достаточно длинных последовательностей (соответствующих полному времени зондирования во временной области), что позволяет уже в вычислительном устройстве после записи всего зондирующего цикла на этапе цифровой обработки сигналов вычислить нижний уровень дерева агрегации пространственной функции неопределённости за счет частичной кросс-корреляции, затем простыми вычислениями с использованием только операций сложения построить полное

дерево агрегации. Показано, как обработка полного дерева агрегации открывает новые возможности в части динамической обработки информации о целях и позволяет гибко подстраивать обработку под конкретные режимы работы радиолокатора.

Ключевые слова: MIMO радиолокатор, кодовое разделение, виртуальная антенная решетка, селекция движущихся целей, частичная кросс корреляция, радиолокатор, дерево агрегаций.

ALGORITHM FOR DYNAMIC PROCESSING OF RADAR SIGNALS BASED ON PARTIAL CORRELATION OF MODULATING SEQUENCES

Y.M. Meleshin ✉

National Research University of Electronic Technology,

Moscow, Zelenograd, Russia

✉ i@imym.ru

Citation: Meleshin Y.M. Algorithm for dynamic processing of radar signals based on partial correlation of modulating sequences // Trudy MAI. 2025. No. 145. (In Russ.). URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=186891>

Abstract. The paper presents the results of studying the algorithm for dynamic processing of radar signals based on partial correlation of modulating sequences and construction of an aggregation tree of the spatial ambiguity function in MIMO radars. In MIMO radars with code division of transmitting channels, an orthogonal sequence with respect to the others is emitted from each of the transmitters. The proposed algorithm consists in using sufficiently long sequences (corresponding to the full probing time in the time domain), which allows already in the computing device after recording the entire probing cycle at the stage of digital signal processing to calculate the lower level of the aggregation tree of the spatial ambiguity function due to partial cross-correlation, then by simple calculations using only addition operations to construct a complete aggregation tree. It is shown how processing a complete aggregation tree opens up new possibilities in terms of dynamic processing of target information and allows flexible adjustment of processing to specific radar operating modes.

Keywords: MIMO radar, code division, virtual antenna array, clutter cancellation, partial cross-correlation, radar, aggregation tree.

Введение

В настоящее время актуальными являются вопросы создания радиолокационных станций для обнаружения и сопровождения целей в широком секторе пространства для задач охраны и контроля периметра объектов критической инфраструктуры и др. [1-6].

Для работы радиолокаторов с множественным входом и множественным выходом (англ. «multiple-input-multiple-output», далее – MIMO РЛС) требуется обеспечить ортогональность между сигналами, передаваемыми с различных передатчиков, при этом разделение каналов может быть реализовано различными способами: временным [7-8], частотным [9-11] и кодовым [12-13] разделением. Также хорошо развиты вопросы использования импульсных и непрерывных систем с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) в исходном или комбинированном с кодовым разделением виде [14-18]. Каждый из этих методов имеет свои преимущества и недостатки, но в рамках данного исследования рассмотрим кодовое разделение, реализуемое с использованием, как правило, полифазных или BPSK-сигналов, модулированных двоичной псевдослучайной последовательностью (ПСП). Данный подход требует формирования ансамбля ПСП, позволяющих выполнять корреляционную обработку в каждом приёмном канале и, таким образом, извлекать отклики от целей для каждого передающего элемента. В результате этих операций формируется пространственная функция неопределённости (ПФН), определяющая качество работы системы [19-22]. Для решения задачи селекции движущихся целей также необходима генерация последовательных импульсов, повторяющихся с частотой повторения импульсов (ЧПИ) [23]. ЧПИ влияет на ширину отклика ПФН по координате Доплеровского сдвига частоты, что в конечном итоге определяет диапазон однозначно определяемой скорости целей. В данной работе предлагается использовать только одну длинную (соответствующую полному времени зондирования во временной области) ПСП для каждого передающего канала и уже после приема и

записи откликов от целей, на этапе цифровой обработки сигналов в вычислительном устройстве РЛС вычислить нижний уровень дерева агрегации ПФН за счет частичной кросс-корреляции, затем простыми вычислениями с использованием только операций сложения построить полное дерево агрегации. Такой подход позволит гибко настраивать характеристики ПФН на этапе постобработки, что невозможно для традиционных систем с фиксированной ЧПИ.

Описание алгоритма

Рассмотрим MIMO РЛС с $N_{\text{прд}}$ передатчиками и $N_{\text{прм}}$ приемниками, каждый передатчик излучает свою ПСП длительностью $N_{\text{псп}}$ и n -ый отсчёт ПСП каждого m передатчика запишем как:

$$\mathbf{s}_m = [\mathbf{s}_m[0], \dots, \mathbf{s}_m[N_{\text{псп}} - 1]]^T \in \mathbb{C}^{N_{\text{псп}} \times 1}$$

Тогда весь ансамбль передающих сигналов можно записать в матрицу:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \mathbf{s}_2 \dots \mathbf{s}_{N_{\text{прд}}}] \in \mathbb{C}^{N_{\text{псп}} \times N_{\text{прд}}},$$

где требование ортогональности ПСП можно записать как $\mathbf{S}^H \mathbf{S} = k\mathbf{I}$, где k – масштабирующий коэффициент, а \mathbf{I} – единичная диагональная матрица.

Для дальнейшего описания введем векторы направленности передатчиков и приемников:

$$\mathbf{a}_{\text{прд}}(\theta, \varphi) = \left[e^{j\frac{2\pi f_c}{c} \boldsymbol{\xi}_{\text{прд},1}^T \mathbf{u}(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j\frac{2\pi f_c}{c} \boldsymbol{\xi}_{\text{прд},N_{\text{прд}}}^T \mathbf{u}(\theta, \varphi)} \right]^T,$$

$$\mathbf{a}_{\text{прм}}(\theta, \varphi) = \left[e^{j\frac{2\pi f_c}{c} \boldsymbol{\xi}_{\text{прм},1}^T \mathbf{u}(\theta, \varphi)}, \dots, e^{j\frac{2\pi f_c}{c} \boldsymbol{\xi}_{\text{прм},N_{\text{прм}}}^T \mathbf{u}(\theta, \varphi)} \right]^T,$$

где θ – азимутальное направление, φ – угломестное направление, f_c – центральная частота, c – скорость света, $\boldsymbol{\xi}_{\text{прд}}$ – вектор координат передатчиков, $\boldsymbol{\xi}_{\text{прм}}$ – вектор координат приемников и $\mathbf{u}(\theta, \varphi)$ – единичный вектор направления на цель.

Тогда сигнал на j -ом приемнике можно выразить через сумму сигналов со всех передатчиков:

$$y_j[t] = \sum_{m=1}^{N_{\text{прд}}} \alpha e^{-j2\pi f_c \tau} \left(\mathbf{a}_{\text{прм}}(\theta, \varphi) \right)_j^* \left(\mathbf{a}_{\text{прд}}(\theta, \varphi) \right)_m s_m[t - \tau] + z_j[t],$$

где α – комплексный коэффициент, учитывающий ЭПР и фазу отражения от цели, τ – временная задержка сигнала (соответствующая дальности до цели $R = c\tau/2$), $z_j[t]$ – шумовая добавка на приемнике.

Классическое кодовое разделение

В классическом случае для построения виртуальной антенной решетки необходимо выполнить согласованную фильтрацию в каждом из $N_{\text{прм}}$ каналов с $N_{\text{прд}}$ исходными последовательностями ($y_j[n]$ получена из $y_j[t]$ дискретизацией):

$$r_{j,m}[\tau] = \sum_{n=0}^{N_{\text{псп}}} y_j[n] s_m^*[n - \tau]$$

Массив $r_{j,m}[\tau]$ формирует значения виртуальной антенной решетки размером $N_{\text{прм}} \times N_{\text{прд}}$ для каждого отсчета дальности. Для получения распределения по углам необходимо выполнить двумерное БПФ по данным значениям:

$$R(\theta, \varphi | \tau) = \sum_{j=1}^{N_{\text{прм}}} \sum_{m=1}^{N_{\text{прд}}} r_{j,m}[\tau] e^{-j2\pi(k_x(\theta)p_i + k_y(\varphi)q_m)},$$

где $k_x(\theta)$ и $k_y(\varphi)$ – нормированные пространственные частоты, пропорциональные углам отклонения цели от нормали, p_i – координата j -ого приемника, а q_m – координата m -ого передатчика.

В результате можно записать трехмерную ПФН:

$$AF_3(\theta, \varphi, R) = \|R(\theta, \varphi | \tau = 2R/c)\|_2^2.$$

Алгоритм частичной кросс-корреляции с использованием дерева агрегаций

В случае частичной кросс-корреляции каждая из \mathbf{s}_m делится на $N_{\text{разб}}$ последовательностей длиной $L = N_{\text{псп}}/N_{\text{разб}}$. Соответственно сигнал для каждой

комбинации приемного и передающего каналов и для последовательности с индексом q запишем:

$$r_{j,m}^{(q)}[\tau] = \sum_{n=0}^{L-1} y_j[n + qL] s_m^*[n + qL - \tau].$$

Далее вводится операция БПФ по результатам частичной корреляции с последовательностями для определения сечения ПФН в осях Допплеровского смещения частоты f_d (и соответствующей ему скорости цели V) и временной задержки сигнала τ :

$$R_{j,m}(\tau, f_d) = \sum_{q=0}^{N_{\text{разб}}-1} r_{j,m}^{(q)}[\tau] e^{-j2\pi q f_d / N_{\text{разб}}}.$$

Аналогично предыдущему разделу, далее для каждого элемента дальности и скорости выполняется двумерное БПФ по элементам виртуальной антенной решетки для получения углового распределения ПФН:

$$R(\theta, \varphi | \tau, f_d) = \sum_{j=1}^{N_{\text{прм}}} \sum_{m=1}^{N_{\text{прд}}} R_{j,m}(\tau, f_d) e^{-j2\pi(k_x(\theta)p_i + k_y(\varphi)q_m)},$$

тогда в результате получаем четырехмерную ПФН:

$$AF_4(\theta, \varphi, R, V) = \left\| R\left(\theta, \varphi \left| \tau = \frac{2R}{c}, f_d = \frac{2V}{\lambda} T_{\text{подп}} \right. \right) \right\|_2^2,$$

где $T_{\text{подп}}$ – длительность сигнала, соответствующего одной последовательности.

Для полноты описания полученных данных введем одновременную обработку R_{max} различных разбиений, кратных 2, для этого введем множество уровней разбиений $\mathcal{L} = \{1, 2, \dots, R_{\text{max}}\}$ такое, что:

$$N_{\text{разб}}^{(l)} = 2^l, L_{\text{min}} = N_{\text{псп}} / 2^{R_{\text{max}}},$$

где $N_{\text{разб}}^{(l)}$ – число разбиений на уровне l , а L_{min} – длина последовательности на самом низком уровне (соответствующем самому большому количеству разбиений).

Таким образом частичная кросс-корреляция на самом низком уровне $l = R_{max}$:

$$r_{j,m}^{(q,R_{max})}[\tau] = \sum_{n=0}^{L_{min}-1} y_j[n + qL_{min}]s_m^*[n + qL_{min} - \tau], q = 0, \dots, 2^{R_{max}} - 1.$$

Далее введем понятие дерева агрегации, которое строится за счет рекуррентной обработки снизу вверх всех уровней для $l = R_{max} - 1, \dots, 1$:

$$r_{j,m}^{(q,l)}[\tau] = r_{j,m}^{(2q,l+1)}[\tau] + r_{j,m}^{(2q+1,l+1)}[\tau], q = 0, \dots, 2^l - 1.$$

Данное построение очень важно с вычислительной точки зрения, так как один затратный расчет самого низкого уровня дерева (с использованием затратной операции свертки) позволяет уже далее вычислить остальные уровни дерева простым сложением.

Получение $R_{j,m}^{(l)}(\tau, f_d)$ и $AF_4^{(l)}(\theta, \varphi, R, V)$ выполняется аналогично, как в предыдущем подразделе для всех l .

Дальнейшая обработка полученных данных может выполняться различными способами, зависящими от типов целей и типа используемой последовательности, так, низкие уровни дерева (большие $N_{разб}$) лучше подходят для быстрых целей и последовательностей, восприимчивых к Допплеровскому смещению (например, Задова-Чу), а высокие уровни (меньшие $N_{разб}$) будут обладать меньшими искажениями, связанные с боковыми лепестками корреляционных функций, и как следствие – лучшими характеристиками динамического диапазона. Также могут быть посчитаны агрегированные значения максимума или взвешенной суммы ПФН:

$$AF_4^{max}(\theta, \varphi, R, V) = \max_{l \in \mathcal{L}} AF_4^{(l)}, AF_4^{sum}(\theta, \varphi, R, V) = \sum_{l \in \mathcal{L}} w_l AF_4^{(l)}, \sum w_l = 1,$$

где w_l – весовые коэффициенты по дисперсии шума.

Опишем полученный алгоритм по шагам:

Шаг 1. Подготовка данных. Записываем в память вычислительного устройства все $N_{прм}$ принятые сигналы $y_j[n]$ и храним в памяти все исходные $N_{прд}$ последовательностей $s_m[n]$ и их комплексно-сопряженные копии $s_m^*[n]$.

Шаг 2. Расчёт нижнего уровня дерева агрегации. Для выбранного R_{max} вычисляем $r_{j,m}^{(q,R_{max})}[\tau]$ для всех $j, m, q = 0, \dots, 2^{R_{max}} - 1$ и интересующего диапазона τ . Данный шаг алгоритма самый сложный с вычислительной точки зрения.

Шаг 3. Расчет всего дерева агрегации. Для $l = R_{max} - 1, \dots, 1$ заполняем все уровни дерева за счет простого суммирования элементов предыдущего уровня.

Шаг 4. БПФ по импульсам. На каждом уровне l выполняем БПФ по q , получаем $R_{j,m}^{(l)}(\tau, f_d)$.

Шаг 5. БПФ по виртуальной антенной решетке. Для каждого (τ, f_d) и уровня l выполняем БПФ по элементам виртуальной антенной решетки, получаем итоговые распределения $R_{j,m}^{(l)}(\theta, \varphi | \tau, f_d)$ и ПФН $AF_4^{(l)}(\theta, \varphi, R, V)$.

Шаг 6. Агрегация и детектирование. В зависимости от типа целей, используемых последовательностей и режимов работы РЛС выбираем тип дальнейшей агрегации и приступаем к детектированию целей.

Моделирование алгоритма

Моделирование проводилось для архитектуры ММО РЛС К-диапазона частот, внешний вид которой представлен на рисунке 1.



Рисунок 1 – Внешний вид ММО РЛС К- диапазона частот.

Данный радиолокатор поддерживает режимы как кодового разделения, так и гибридные режимы FMCW с медленной и быстрой фазовой манипуляцией [16]. Структурная схема РЛС представлена на рисунке 2.

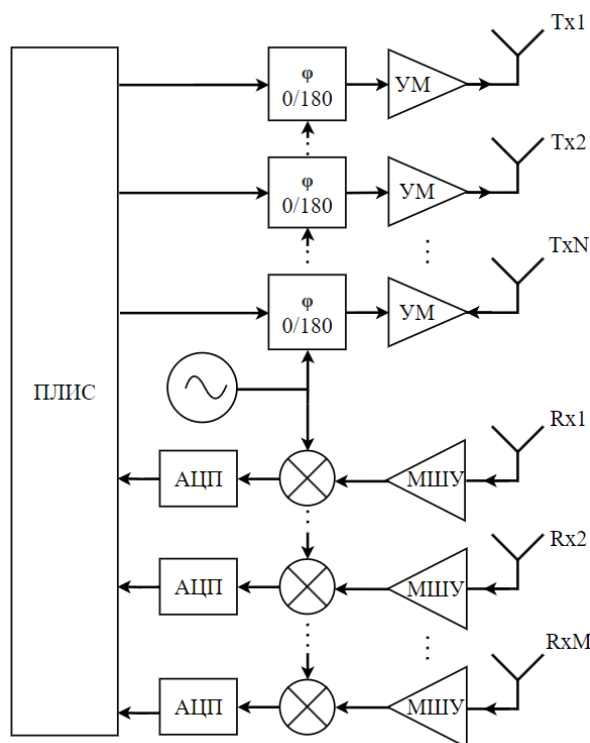


Рисунок 2 – Структурная схема ММО РЛС К- диапазона частот.

Параметры ММО РЛС, которые были использованы в качестве исходных для проведения математического моделирования представлены в таблице 1.

Таблица 1

Исходные данные моделирования

Параметр	Значения
Центральная частота, ГГц	24,15
Количество физических передающих каналов ($N_{\text{прд}}$)	32
Количество физических приемных каналов ($N_{\text{прм}}$)	16
Количество элементов виртуальной антенной решетки	512 (32x16)
Длительность исходных последовательностей ($N_{\text{псп}}$)	2047/8191
Количество разбиений нижнего уровня (R_{max})	64
Символьная частота исходной последовательности, МГц	10
Тип используемой последовательности	М-последовательности

Для численного анализа полученных результатов в качестве метрик будем использовать значения AF_4^{max} , AF_4^{sum} , интегрального и пикового уровня боковых

лепестков (ISL и PSL соответственно) в сечении дальность-скорость, определяемых по формуле:

$$ISL = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{(R,V) \notin \Omega_{main}} |AF_{r,v}(R,V)|^2}{|\max(AF_{r,v})|^2} \right),$$

$$PSL = \max_{(R,V) \notin \Omega_{main}} \left\{ 20 \log_{10} \left(\frac{AF_{r,v}(R,V)}{\max(AF_{r,v})} \right) \right\}$$

где Ω_{main} – область главного лепестка отклика от цели в АФ.

Результаты моделирования для $N_{псп} = 2047$ представлены на рисунках 3, 4 и 5:

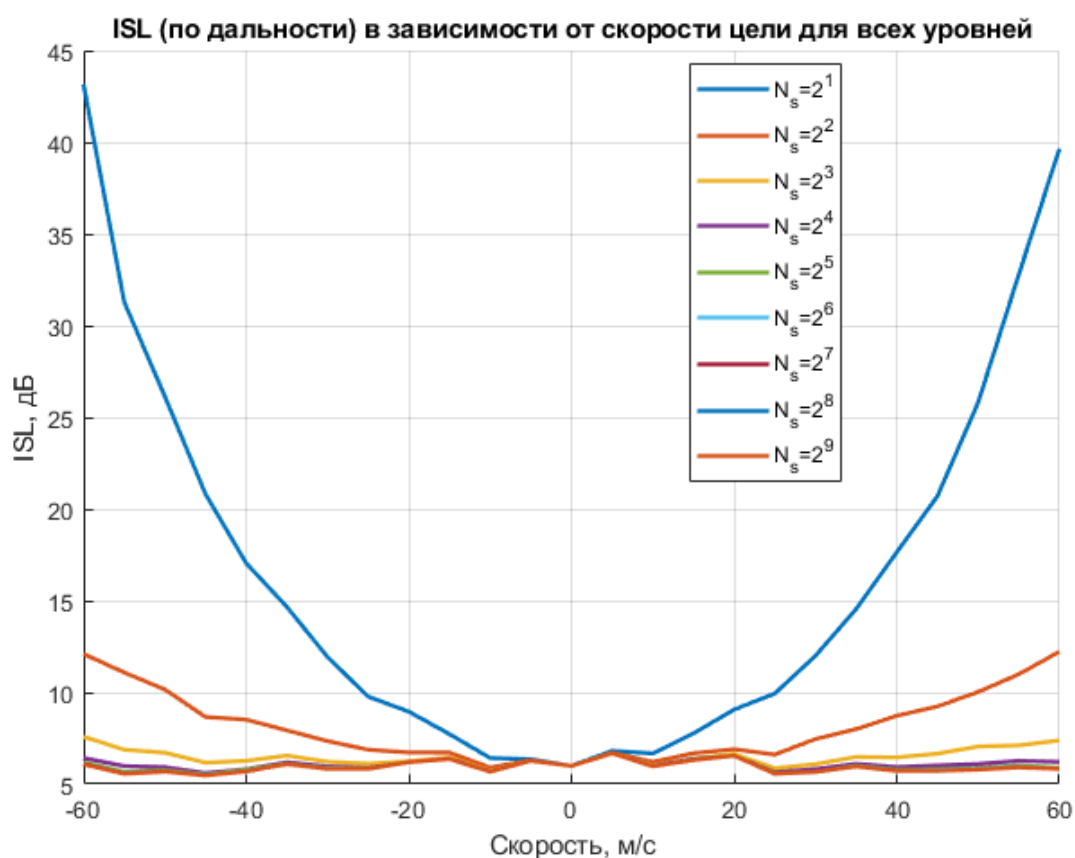


Рисунок 3 – ISL в зависимости от скорости для $N_{псп} = 2047$.

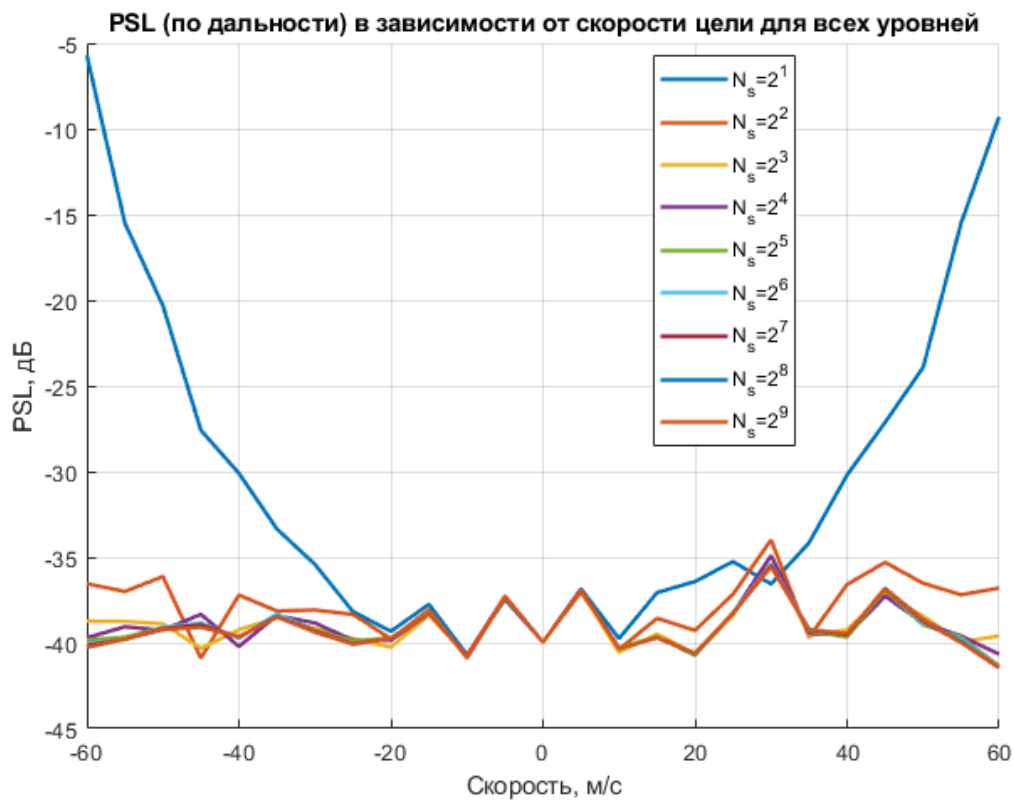


Рисунок 4 – PSL в зависимости от скорости для $N_{\text{псп}} = 2047$.

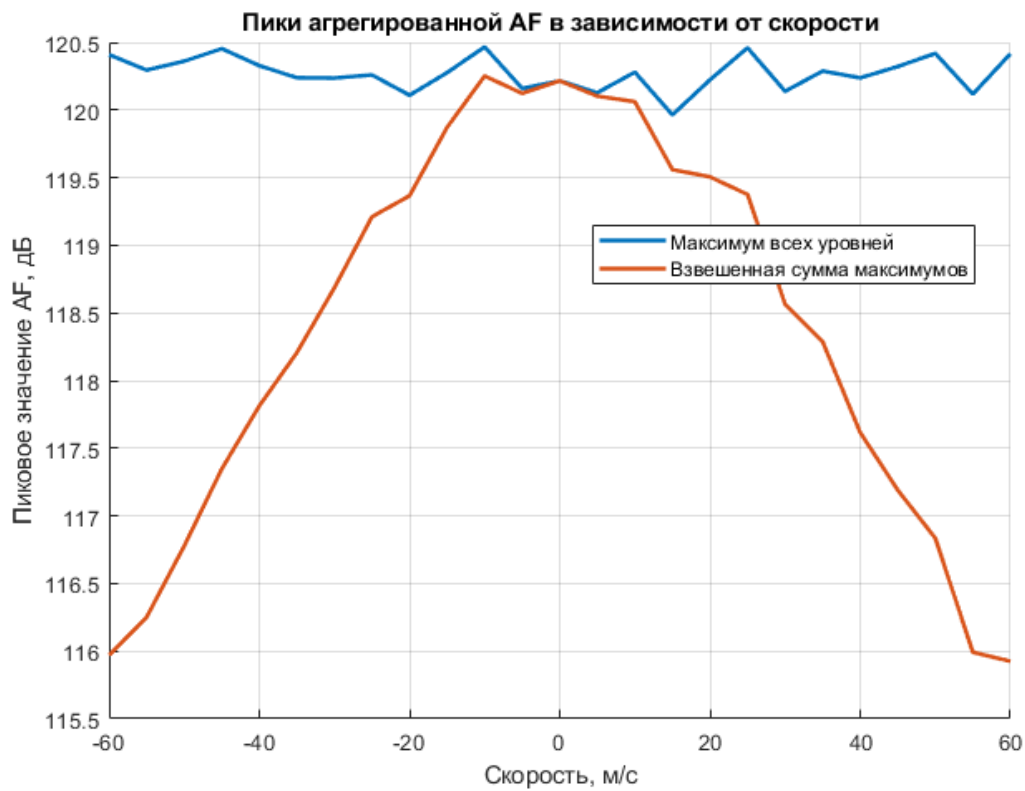


Рисунок 5 – AF_4^{max} и AF_4^{sum} в зависимости от скорости для $N_{\text{псп}} = 2047$.

Как видно по представленным данным, при относительных радиальных скоростях целей до ± 60 м/с для трех верхних уровней дерева агрегации возникают сильные искажения и рост интегральных и пиковых уровней боковых лепестков, тогда как использование данных нижних уровней дерева позволяет учесть и компенсировать данные искажения.

Проведем аналогичные исследования для $N_{\text{псп}} = 8191$, результаты представлены на рисунках 6, 7 и 8.

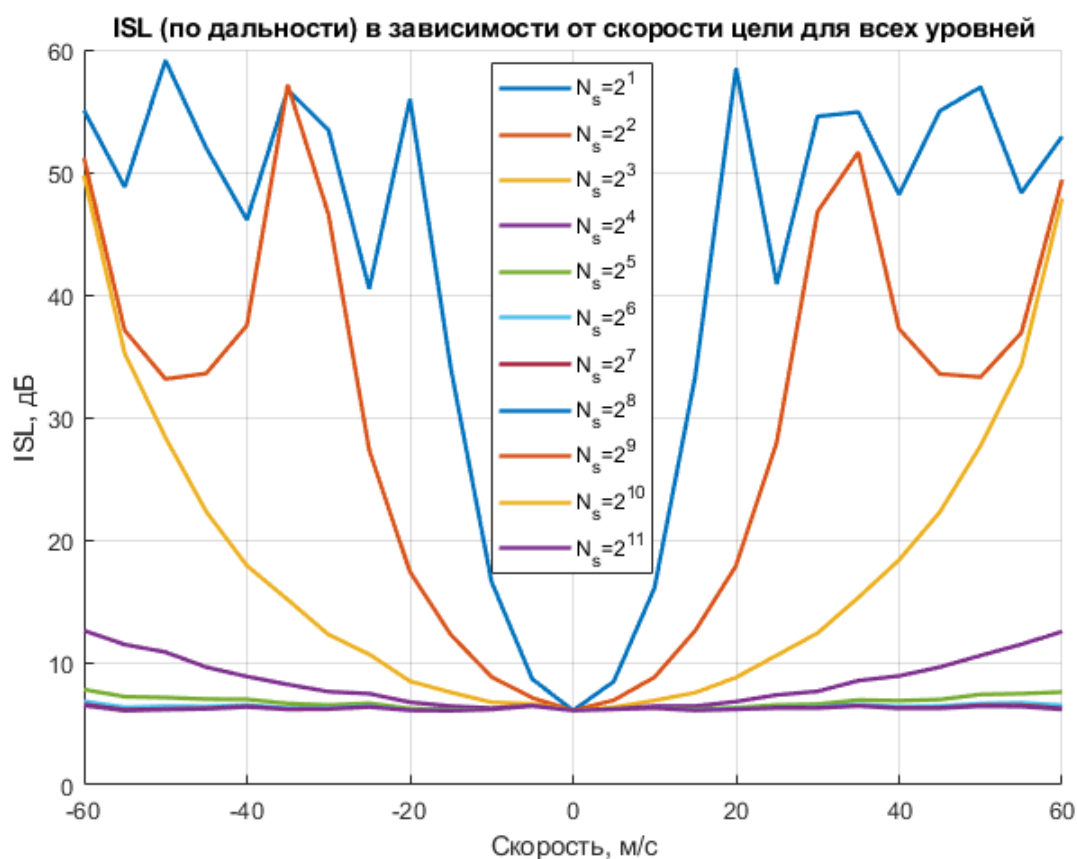


Рисунок 6 – ISL в зависимости от скорости для $N_{\text{псп}} = 8191$.

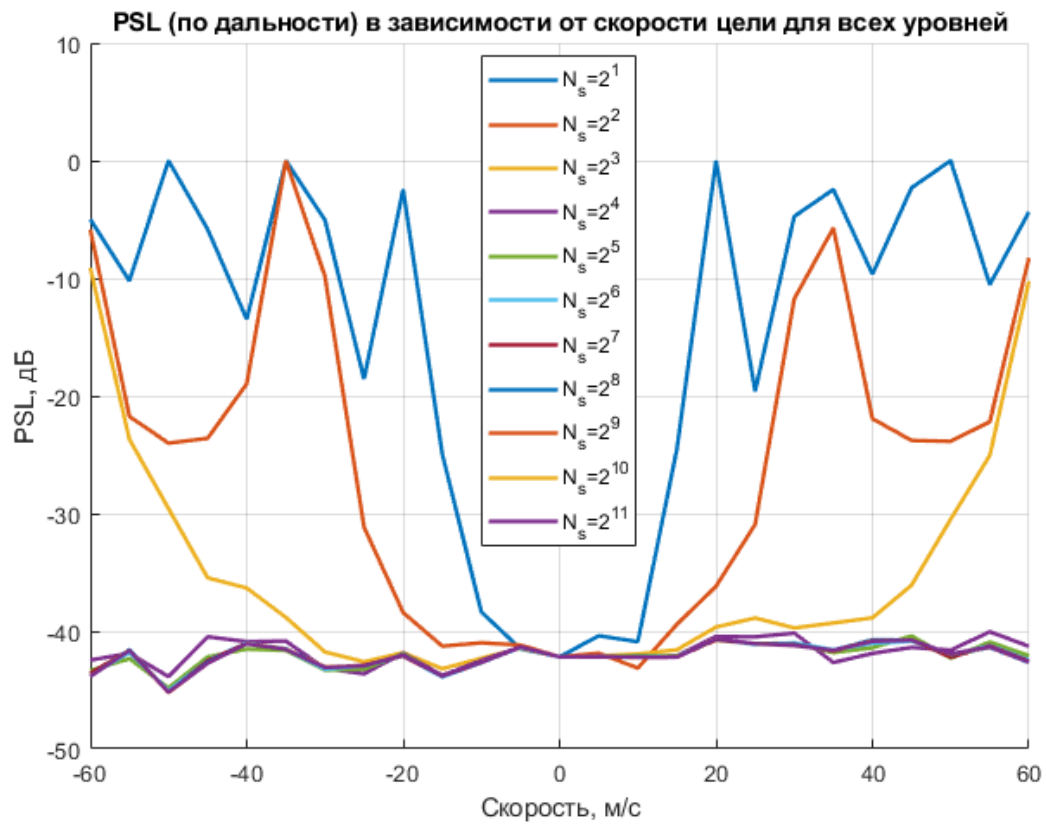


Рисунок 7 – PSL в зависимости от скорости для $N_{\text{псп}} = 8191$.

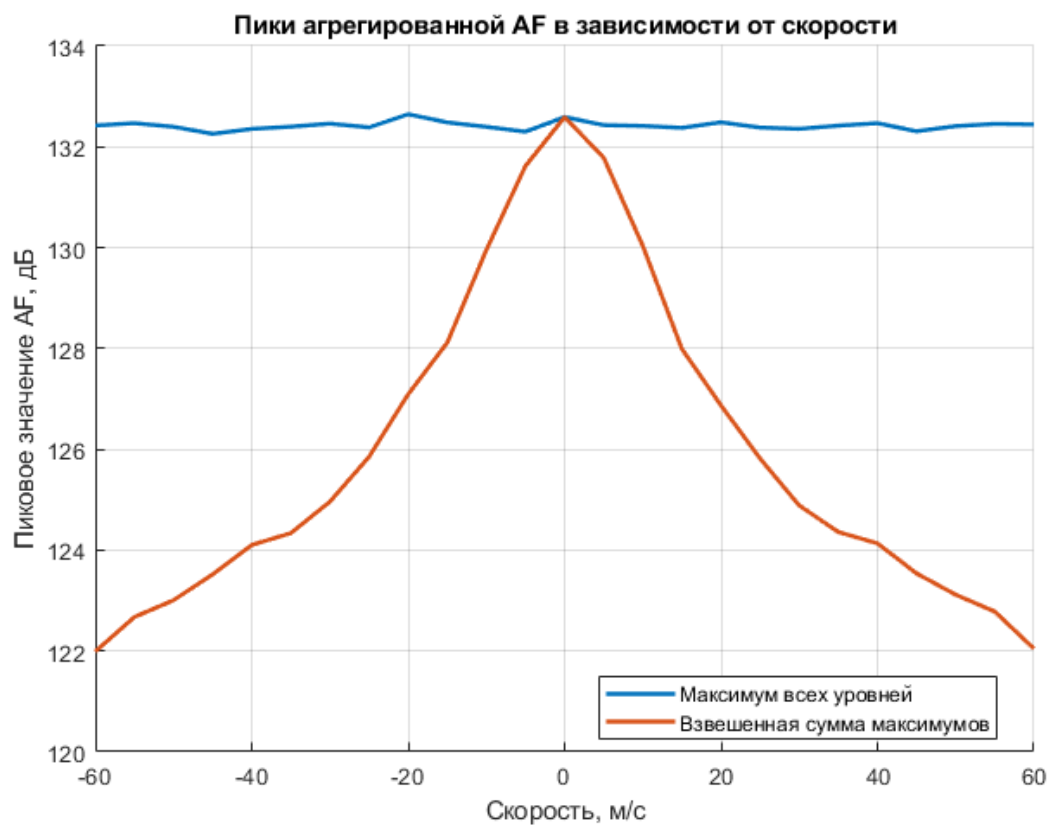


Рисунок 8 – AF_4^{max} и AF_4^{sum} в зависимости от скорости для $N_{\text{псп}} = 8191$.

Видно, что увеличение $N_{\text{ссп}}$ в 4 раза (при фиксации остальных параметров) сопровождается общим увеличением длительности сигнала в 4 раза и аналогичные предыдущему случаю искажения начинают появляться пропорционально раньше. При этом максимальное значение AF_4^{max} сохраняет монотонный максимум во всем исследуемом диапазоне скоростей, что соотносится с утверждениями, что совокупная обработка всех уровней дерева агрегации позволяет увеличить устойчивость обработки к искажениям последовательностей из-за Допплеровского сдвига частот и позволяет расширить возможности обработки и дальнейшего детектирования в MIMO РЛС.

Заключение

В работе представлен алгоритм обработки радиолокационных сигналов в MIMO РЛС с кодовым разделением, основанный на частичной кросс-корреляцией исходных излучаемых сигналов и построение дерева агрегации, уровни которого соответствуют результатам частичной кросс-корреляции с шагом, кратным степени 2.

По результатам исследований, представленных в работе, можно сделать выводы о перспективах использования данного алгоритма в MIMO РЛС с кодовым разделением каналов, так как предложенный подход позволяет строить полное дерево агрегации пространственной функции неопределённости на основе нижнего уровня только за счёт операций сложения, что позволяет говорить о незначительном росте вычислительной сложности. При этом, обработка полного дерева агрегации показывает большую гибкость в компенсации и учете искажений корреляционных свойств последовательностей, возникающих из-за Допплеровского смещения частоты.

В ходе математического моделирования описанного в работе алгоритма показано, что для рассматриваемого MIMO РЛС К- диапазона частот с фиксированными исходными параметрами для длины исходной последовательности 8191 для верхних уровней дерева агрегации наблюдается рост интегрального уровня боковых лепестков пространственной функции неопределённости уже при относительных радиальных скоростях целей более 10

м/с по модулю, тогда как использование полного дерева позволяет исключить данные искажения.

Дальнейшие исследования алгоритма будут направлены на более углубленное изучение алгоритмов цифровой обработки сигналов применительно к дереву агрегации, изучение потенциального выигрыша в динамическом диапазоне пространственной функции неопределенности при сохранение оптимальной обработки высокоскоростных целей.

Конфликт интересов

Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Conflict of interest

The author declares no conflict of interest.

Список источников

1. Макаренко С.И., Тимошенко А.В., Васильченко А.С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. – № 1. – С. 147-197. – DOI 10.24411/2410-9916-2020-10106.

2. Ананенков А.Е., Марин Д.В., Нуждин В.М., Расторгуев В.В., Соколов П.В. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2016. № 91. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=75540>.

3. Канащенков А.И., Гаврилов К.Ю., Новиков С.В., Канащенков А.И. К вопросу формирования облика средств управления вооружением нового поколения // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. – 2018. – № 1(55). – С. 100-110. – EDN RZVASP.

4. Скрыбин Ю.М., Потехин Д.С. Определение траектории горизонтального пролета беспилотного летательного аппарата через линию электростатических датчиков // Труды МАИ. 2019. № 106. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=105747>.

5. Сычев М.И., Фесенко С.В. Оценивание координат и параметров движения воздушных судов по информации от радиолокационных средств наблюдения // Труды МАИ. 2015. № 83. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=62280>.

6. Сенцов А.А., Поляков В.Б., Иванов С.А., Помозова Т.Г. Метод перехвата малоразмерных и малозаметных беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. 2023. № 129. DOI: 10.34759/trd-2023-129-21.

7. Y.L. Sit, G. Li, S. Manchala, H. Afrasiabi, C. Sturm, and U. Lubbert. BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement // 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.

8. Чапурский В.В. Получение радиоголографических изображений объектов на основе разреженных антенных решеток типа ММО с одночастотным и многочастотным излучением // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». 2011. №4.

9. M. Pan and B. Chen. MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals // International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2017.

10. Чапурский В. В., Слукин Г. П., Филатов А. А., Коротеев Д. Е. Виртуальные ММО РЛС и их сравнение на основе обобщенных функций неопределенности // Успехи современной радиоэлектроники. – 2023. – Т. 77, № 5. – С. 5-19. – DOI 10.18127/j20700784-202305-01.

11. Крючков И.В., Растворов С.А., Слукин Г.П., Чапурский В.В. Пространственно-спектральная обработка в mmo рлс малой дальности с цифровым обзором по углу места // Радиолокация и радиосвязь : Сборник трудов XIV Всероссийской научно-технической конференции, Москва, 23–25 ноября 2020 года. – Москва: Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова Российской академии наук, 2020. – С. 119-123. – EDN PCKGUL.

12. S. Ahmed, J. S. Thompson, B. Mulgrew and Y. Petillot. Fast computations of constant envelope waveforms for MIMO radar transmit beampattern // 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 458-463.

13 W. A. Ahmad et al. Multimode W-Band and D-Band MIMO Scalable Radar Platform // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 1036-1047, Jan. 2021.

14. M. S. Khasanov, Y. M. Meleshin and V. N. Karpov. Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms // 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA60853.2024.10510137.

15. U. Kumbul, N. Petrov, C. S. Vaucher, and A. Yarovoy. Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 71, no. 6, pp. 2721-2733, June 2023.

16. Мелёшин Ю.М., Хасанов М.С., Карпов В.Н., Лялин К.С. ММО радиолокатор на базе линейно-частотно модулированных сигналов с медленной фазокодовой манипуляцией // Труды МАИ. 2024. № 138. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=182670>.

17. Мухтаров Э.И., Петров А.С. Анализ искажений, возникающих при фильтрации сигналов с линейной частотной модуляцией // Труды МАИ. 2024. № 135. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=179690>.

18. Булыгин М.Л., Муллов К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой // Труды МАИ. 2015. № 80. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=57040>.

19. S. Sun, A. P. Petropulu and H. V. Poor. MIMO Radar for Advanced Driver-Assistance Systems and Autonomous Driving: Advantages and Challenges // IEEE Signal Processing Magazine, vol. 37, no. 4, pp. 98-117, July 2020, doi: 10.1109/MSP.2020.2978507.

20. R. Amar, M. Alae-Kerahroodi, P. Babu and B. S. M. R. Designing Interference-Immune Doppler-Tolerant Waveforms for Radar Systems // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 3, pp. 2402-2421, June 2023, doi: 10.1109/TAES.2022.3215116.

21. Патент № 2835149 С1 Российская Федерация, МПК H04B 7/0413, H01Q 21/06, G01S 7/42. Способ оценки двумерного пространственного спектра для одного объекта

с помощью ММО антенной решетки : заявл. 03.10.2024 : опубл. 24.02.2025 / М. А. Степанов

22. Вовшин Б.М. Сверхширокополосная видеоимпульсная система с синтезированной апертурой для параллельного обзора пространства // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 12. С. 1479-1486.

23. Вовшин Б.М. Теоретические основы радиолокационного наблюдения целей : Учебник / Б.М. Вовшин. – Москва : ПАО "НПО "Алмаз", 2022. – 312 с. – ISBN 978-5-6042294-5-3. – EDN BFSMFT.

References

1. Makarenko S.I., Timoshenko A.V., Vasil'chenko A.S. Analiz sredstv i sposobov protivodeystviya bespilotnym letatel'nykh apparatam. Chast' 1. Bespilotnyy letatel'nyy apparat kak ob'yekt obnaruzheniya i porazheniya // Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti. 2020. – № 1. – S. 147-197. – DOI 10.24411/2410-9916-2020-10106.

2. Ananenko A.Ye., Marin D.V., Nuzhdin V.M., Rastorguyev V.V., Sokolov P.V. K voprosu o nablyudenii malorazmernykh bespilotnykh letatel'nykh apparatov // Trudy MAI. 2016. № 91. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=75540>.

3. Kanashchenkov A.I., Gavrilov K.YU., Novikov S.V., Kanashchenkov A.I. K voprosu formirovaniya oblika sredstv upravleniya vooruzheniyem novogo pokoleniya // Voprosy oboronnoy tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskiye sredstva protivodeystviya terrorizmu. – 2018. – № 1(55). – S. 100-110. – EDN RZVASP.

4. Skryabin YU.M., Potekhin D.S. Opredeleniye trayektorii gorizontal'nogo proleta bespilotnogo letatel'nogo apparata cherez liniyu elektrostatičeskikh datchikov // Trudy MAI. 2019. № 106. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=105747>.

5. Sychev M.I., Fesenko S.V. Otsenivaniye koordinat i parametrov dvizheniya vozdukhnykh sudov po informatsii ot radiolokatsionnykh sredstv nablyudeniya // Trudy MAI. 2015. № 83. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=62280>.

6. Sentsov A.A., Polyakov V.B., Ivanov S.A., Pomozova T.G. Metod perekhvata malorazmernykh i malozametnykh bespilotnykh letatel'nykh apparatov // Trudy MAI. 2023. № 129. DOI: 10.34759/trd-2023-129-21.

7. Y.L. Sit, G. Li, S. Manchala, H. Afrasiabi, C. Sturm, and U. Lubbert. BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement // 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.

8. Chapurskiy V.V. Polucheniye radiologograficheskikh izobrazheniy ob"yektov na osnove razrezhennykh antennykh reshetok tipa MIMO s odnochastotnym i mnogochastotnym izlucheniym // Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baumana. Seriya «Priborostroyeniye». 2011. №4.

9. M. Pan and B. Chen. MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals // International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-16, 2017.

10. Chapurskiy V. V., Slukin G. P., Filatov A. A., Koroteyev D. Ye. Virtual'nyye MIMO RLS i ikh sravneniye na osnove obobshchennykh funktsiy neopredelennosti // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. – 2023. – T. 77, № 5. – S. 5-19. – DOI 10.18127/j20700784-202305-01.

11. Kryuchkov I.V., Rastvorov S.A., Slukin G.P., Chapurskiy V.V. Prostranstvenno-spektral'naya obrabotka v mimo rls maloy dal'nosti s tsifrovym obzorom po uglu mesta // Radiolokatsiya i radiosvyaz' : Sbornik trudov XIV Vserossiyskoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii, Moskva, 23–25 noyabrya 2020 goda. – Moskva: Federal'noye gosudarstvennoye byudzhethnoye uchrezhdeniye nauki Institut radiotekhniki i elektroniki imeni V.A. Kotel'nikova Rossiyskoy akademii nauk, 2020. – S. 119-123. – EDN PCKGUL.

12. S. Ahmed, J. S. Thompson, B. Mulgrew and Y. Petillot. Fast computations of constant envelope waveforms for MIMO radar transmit beampattern // 2010 IEEE Radar Conference, Arlington, VA, USA, 2010, pp. 458-463.

13 W. A. Ahmad et al. Multimode W-Band and D-Band MIMO Scalable Radar Platform // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 1036-1047, Jan. 2021.

14. M. S. Khasanov, Y. M. Meleshin and V. N. Karpov. Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms // 2024 26th International

Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA60853.2024.10510137.

15. U. Kumbul, N. Petrov, C. S. Vaucher, and A. Yarovoy. Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 71, no. 6, pp. 2721-2733, June 2023.

16. Meloshin YU.M., Khasanov M.S., Karpov V.N., Lyalin K.S. MIMO radiolokator na baze lineynno-chastotno modulirovannykh signalov s medlennoy fazokodovoy manipulyatsiyey // Trudy MAI. 2024. № 138. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=182670>.

17. Mukhtarov E.I., Petrov A.S. Analiz iskazheniy, voznikayushchikh pri fil'tratsii signalov s lineynoy chastotnoy modulyatsiyey // Trudy MAI. 2024. № 135. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=179690>.

18. Bulygin M.L., Mullov K.D. Formirovatel' zondiruyushchego signala dlya radiolokatora s sintezirovannoy aperturoy // Trudy MAI. 2015. № 80. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=57040>.

19. S. Sun, A. P. Petropulu and H. V. Poor. MIMO Radar for Advanced Driver-Assistance Systems and Autonomous Driving: Advantages and Challenges // IEEE Signal Processing Magazine, vol. 37, no. 4, pp. 98-117, July 2020, doi: 10.1109/MSP.2020.2978507.

20. R. Amar, M. Alae-Kerahroodi, P. Babu and B. S. M. R. Designing Interference-Immune Doppler-Tolerant Waveforms for Radar Systems // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 3, pp. 2402-2421, June 2023, doi: 10.1109/TAES.2022.3215116.

21. Patent № 2835149 C1 Rossiyskaya Federatsiya, MPK H04B 7/0413, H01Q 21/06, G01S 7/42. Sposob otsenki dvumernogo prostranstvennogo spektra dlya odnogo ob"yekta s pomoshch'yu MIMO antennoy reshetki : zayavl. 03.10.2024 : opubl. 24.02.2025 / M. A. Stepanov.

22. Vovshin B.M. Sverkhshirokopolosnaya videoimpul'snaya sistema s sintezirovannoy aperturoy dlya parallel'nogo obzora prostranstva // Radiotekhnika i elektronika. 1999. T. 44. № 12. S. 1479-1486.

23. Vovshin B.M. Teoreticheskiye osnovy radiolokatsionnogo nablyudeniya tseley : Uchebnik / B.M. Vovshin. – Moskva : PAO "NPO "Almaz", 2022. – 312 s. – ISBN 978-5-6042294-5-3. – EDN BFSMFT.

Информация об авторах

Юрий Михайлович Мелёшин, – кандидат технических наук, доцент, заместитель директора Института микроприборов и систем управления по образовательной деятельности, Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники», г. Москва, г. Зеленоград, Россия;

Information about the authors

Yuri M. Meleshin, Ph.D. in Technical Sciences, Associate Professor, Deputy Director for Educational Activities at the Institute of Microdevices and Control Systems, National Research University of Electronic Technology, Moscow, Zelenograd, Russia; e-mail: i@imym.ru

Получено 12 сентября 2025 ● Принято к публикации 14 ноября 2025 ● Опубликовано 30 декабря 2025
Received 12 September 2025 ● Accepted 14 November 2025 ● Published 30 December 2025
