

Научная статья

УДК 629.052.3

URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=182670>

ММО РАДИОЛОКАТОР НА БАЗЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С МЕДЛЕННОЙ ФАЗОКОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Юрий Михайлович Мелёшин¹, Марат Салаватович Хасанов², Вадим Николаевич Карпов³, Константин Сергеевич Лялин⁴

^{1,2,3,4}Московский институт электронной техники,

Москва, Зеленоград, Россия

¹ij@imym.ru

²mkhaes@gmail.com

³vadimkarpov@icloud.com

⁴ksl@miee.ru

Аннотация. В работе представлена архитектура радиолокационной станции непрерывного излучения с многоканальным входом и многоканальным выходом (ММО РЛС) на базе сигналов с непрерывной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ, FMCW), в которой ортогональность сигналов на передающих антенных элементах обеспечивается за счет разработанного алгоритма знакопеременного формирования и обработки ЛЧМ сигналов. Предложено два способа формирования и обработки сигналов в такой системе. Показана возможность формирования виртуальной антенной решетки и пространственной селекции целей с использованием разработанной системы.

Ключевые слова: ММО, линейно-частотная модуляция, виртуальная антенна решетка, радиолокатор

Финансирование: работа выполнена при использовании инфраструктуры Центра коллективного проектирования электронной компонентной базы и радиоэлектронной аппаратуры НИУ МИЭТ

Для цитирования: 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>

Original article

MIMO RADAR BASED ON CHIRPS WITH SLOW PHASE SHIFT KEYING

Yuri M. Meleshin¹✉, Marat S. Khasanov², Vadim N. Karpov³, Konstantin S. Lyalin⁴

^{1,2,3,4}National Research University of Electronic Technology,

Moscow, Zelenograd, Russia

¹im@imym.ru✉

²mkhaes@gmail.com

³vadimkarpov@icloud.com

⁴ksl@miee.ru

Abstract. The article presents the architecture of a continuous-wave radar with multi-channel input and multichannel output (MIMO radar) based on continuous linear frequency modulation (LFM) signals, in which the signals orthogonality on the transmitting antenna

elements is ensured by the developed algorithm of alternating-sign formation and processing of chirps. The previously considered MIMO radars based on the LFM signals with phase shift keying are built on the “fast” phase shift keying principle, in which the entire PFS, under which action the manipulation occurs, fits within the framework of one chirps (hereinafter, a pulse means one cycle of frequency change between the extreme values). This article proposes two methods for forming and processing the signals in which “slow” phase shift keying takes place, i.e. a change in the signal phase under the action of the PFS occurs only at the moments of the beginning of the chirps (from pulse to pulse). Additional phase shift keying in the transmitting channels herewith is implemented due to an alternating operation by introducing mixers or single-bit 0/180° phase shifters without using significant hardware complications in the form of digital-to-analog converters or additional heterodyne signal generators.

The article describes and mathematically models two methods, namely a method with alternating accumulation of chirps, in which pulses are accumulated, and a method with alternating fast Fourier transform (FFT) from chirp to chirp.

Based on the research results the inferences were drawn that the first presented method may be applied to create relatively simple systems with extremely limited computing capabilities, while the second method is more classical and allows building full-fledged “range”-“speed” arrays for each angular direction. It is worth noting as well that a combination of the presented methods with partial accumulation before the FFT performing with pulses is possible to achieve the target computational complexity of the DSP operations. The article gives an example of building a radar based on the stated principles

in the K-band of frequencies and performs mathematical modeling of the system to confirm its operability; the modeling demonstrated the prospects of this trend for further research.

Keywords: MIMO, linear frequency modulation, virtual antenna array, radar

Funding: the work was carried out using the infrastructure of the Center for Collective Design of Electronic Component Base and Radioelectronic Equipment of the National Research University MIET

For citation: Meleshin Yu.M., Khasanov M.S., Karpov V.N., Lyalin K.S. MIMO radar based on chirps with slow phase shift keying. *Trudy MAI*, 2024, no. 138. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=182670>

Постановка задачи

В настоящее время, в связи с многократно возросшим количеством угроз от несанкционированного использования беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), актуальными являются исследования в области обнаружения [1-3], анализа траектории [4] и классификации БПЛА [5] (включая задачи селекции БПЛА от птиц [6-7]). Также известно, что эффективная площадь рассеивания (ЭПР) малых БПЛА увеличивается при увеличении рабочей частоты РЛС [8]. Большинство эксплуатируемых систем строятся на базе технологий фазированных и активных фазированных антенных решеток (ФАР и АФАР), которые досконально изучены и обладают безусловно наилучшими энергетическими характеристиками [9]. Однако, их очень высокая цена и ограничения по сектору работы в угловых координатах являются ключевыми барьерами для их активного повсеместного использования в коммерческих системах охраны и обнаружения. В коммерческих системах присутствуют обязательные требования по обзору в широких секторах работы,

низкой себестоимости и высокой технологичности РЛС. Поэтому основными подходами в таких системах стали не АФАР, а одноканальные системы с механическим вращением [10] или ММО РЛС [11-13] непрерывного излучения на базе сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [14-15]. Следовательно, актуальными являются исследования в области создания ММО РЛС, ключевым преимуществом которых является возможность формирования виртуальной антенной решетки (ВАР) размерности N на M , где N – количество физических передатчиков, а M – количество физических приемников, при этом в пространство излучается N ортогональных сигналов, которые выделяются в каждом из M приемников посредством алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС). Что позволит добиться аналогичных с АФАР характеристик в части углового разрешения и сектора работы при значительно меньшем количестве физических каналов. Существуют следующие основные подходы в обеспечении ортогональности между передаваемыми сигналами в ММО РЛС:

- 1) Временное разделение (TDM) [16-17]. К преимуществам данного подхода можно отнести наилучшую взаимную кросскорреляцию между сигналами передатчиков и относительно невысокую вычислительную сложность алгоритмов ЦОС. Однако, по сравнению с остальными подходами, данный обладает худшими доплеровскими свойствами и энергетическими характеристиками.
- 2) Частотное разделение (FDM) [18]. В этом случае каждый передатчик генерирует ЛЧМ сигнал в своей непересекающейся полосе частот (также могут использоваться противоположные направления модуляции [19]).

Данный подход обладает отличными сравнительными техническими характеристиками, но и наибольшей аппаратной сложностью реализации, так как требует наличия N формирователей несущих частот и большей рабочей полосы приемников и частоты дискретизации АЦП для одновременной обработки N частотных каналов передатчиков.

- 3) Комбинация ЛЧМ сигналов с дополнительной фазокодовой манипуляцией (ФКМ). Данный подход строится на использовании одного и того же формирователя ЛЧМ сигнала для всех N передатчиков и дополнительной ФКМ под действием двоичной последовательности (ДП), в более частном случае могут применяться псевдослучайные ДП [20-21]. Этот подход является наименее изученным, и по мнению авторов, имеет наибольшие перспективы к модернизации и дальнейшему внедрению при разработке реальных систем ввиду возможностей его реализации с наименьшей аппаратной сложностью.

Таким образом, в рамках данной работы будут рассмотрены вопросы исследования и создания MIMO PLS на базе ЛЧМ сигналов с ФКМ с высокими техническими характеристиками и максимально низкой аппаратной сложностью.

Медленная фазокодовая манипуляция

Рассмотренные в предыдущем разделе MIMO PLS на базе ЛЧМ сигналов с ФКМ строятся на принципе «быстрой» ФКМ, при которой все изменения фазы сигнала под действием ДП укладываются в рамках одного периода ЛЧМ сигнала (под периодом ЛЧМ сигнала здесь и далее подразумевается время полного изменения частоты между крайними значениями). В данной работе предлагается два способа

формирования и обработки сигналов, в которых происходит «медленная» манипуляция, то есть изменение фазы сигнала под действием ДП происходит только в моменты начала периода ЛЧМ сигнала, при этом в рамках периода изменения фазы не происходят. Архитектура РЛС для реализации данных способов представлена на рисунке 1.

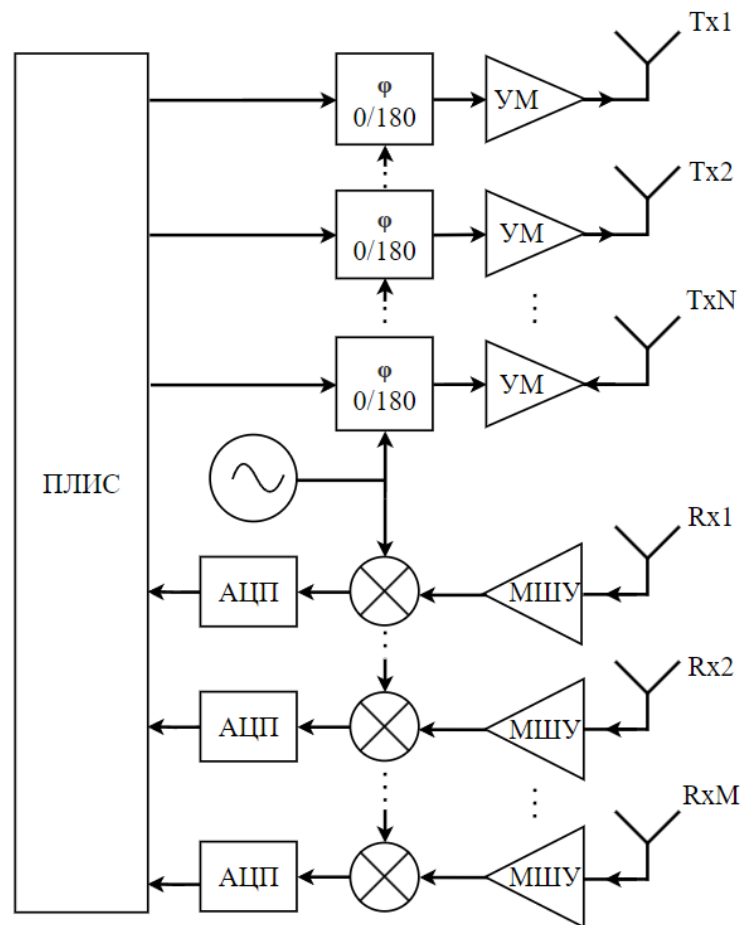


Рисунок 1 – Архитектура РЛС с медленной ФКМ

Как видно из представленной архитектуры, рабочая полоса частот и приемников и передатчиков определяется только конфигурацией ЛЧМ сигнала, как и в одноканальной FMCW РЛС [22]. При этом дополнительная ФКМ в передающих каналах реализуется за счет знакопеременной операции путем введения смесителей или однобитных фазовращателя $0/180^\circ$ без использования существенного

аппаратного усложнения в виде цифро-аналоговых преобразователей или дополнительных формирователей сигналов гетеродина.

Способ с знакопеременным накоплением периодов ЛЧМ сигналов

При отсутствии необходимости обеспечивать высокую разрешающую способность по доплеровскому смещению частоты (например, в задачах обнаружения БПЛА самолетного типа с скоростями полета более 10 м/с), а также если априорно известно о том, что цели слабо маневрируют, то для существенного сокращения вычислительной сложности возможно использовать способ с знакопеременным накоплением периодов ЛЧМ сигналов, в котором с каждого из N передатчиков излучается k периодов ЛЧМ сигнала с положительной девиацией частоты и k периодов ЛЧМ сигнала с отрицательной девиацией (Рисунок 2).

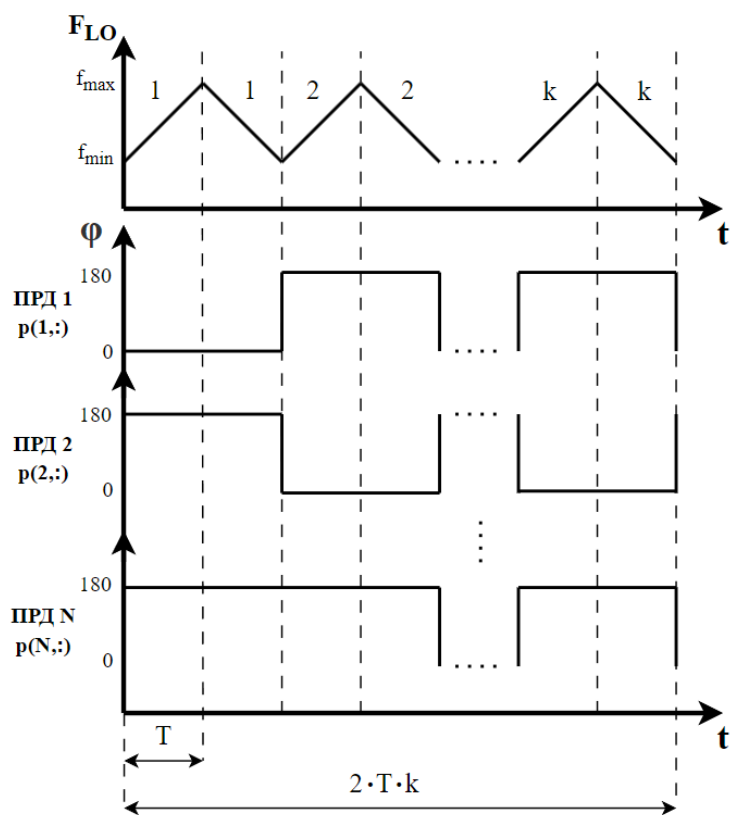


Рисунок 2 – Формируемые на передатчиках сигналы

Общая длительность излучения определяется длительностью одного периода ЛЧМ сигнала T и длительностью ДП k как $2 \cdot T \cdot k$. Значения последовательностей обозначим как $p(i,j)$, где i – номер последовательности, соответствующий номеру передатчика (от 1 до N), а j – номер периода ЛЧМ сигнала (от 1 до k). Выбор используемой последовательности должен быть сделан исходя из конкретных циклограмм работы и длительности ДП, общее правило – наилучшая ортогональность между выбранными ДП с учетом смещения начальных фаз символов, зависящего от распределения целей в пространстве.

На каждом из M приемников формируется отклик суммы сигналов от целей. Первый этап ЦОС в каждом из приемников представлен на рисунке 3.

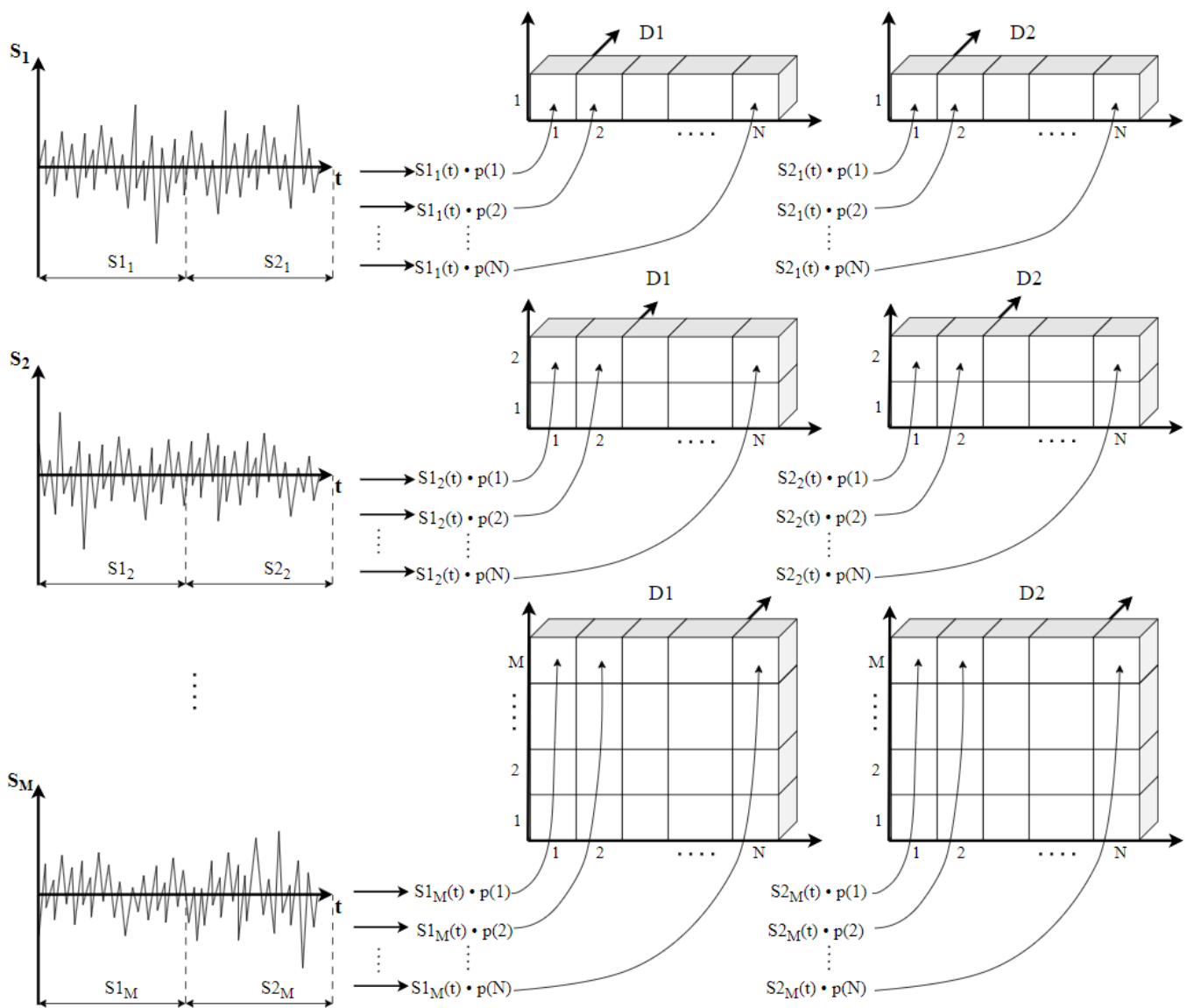


Рисунок 3 – Первый этап ЦОС в приемной системе

В каждом из M приемников записанные отсчеты интервала времени длительностью T делятся на 2 равных отрезка и обозначаются как $s1_i(t)$ и $s2_i(t)$, где i – номер приемника (от 1 до M), далее $s1(t)$ и $s2(t)$ копируются N раз и домножаются на p с соответствующими индексами и записываются в трехмерные массивы данных $D1$ и $D2$ размерностью $N \times M \times (T \cdot f_a)$, где f_a – частота дискретизации АЦП, а $T \cdot f_a$ – количество отсчетов данных в одном периоде ЛЧМ сигнала.

Далее данная операция повторяется со сложением с предыдущими отчетами для всех k периодов. После выполнения всех операций сложений, при ортогональном

линейном расположении передающих и приемных антенных элементов, каждое двумерное сечение массивов данных будет соответствовать распределению сигналов по элементам виртуальной антенной решетки. Далее выполняется трехмерное быстрое преобразование Фурье (БПФ) для получения пространственного распределения и определения дальности (рисунок 4).

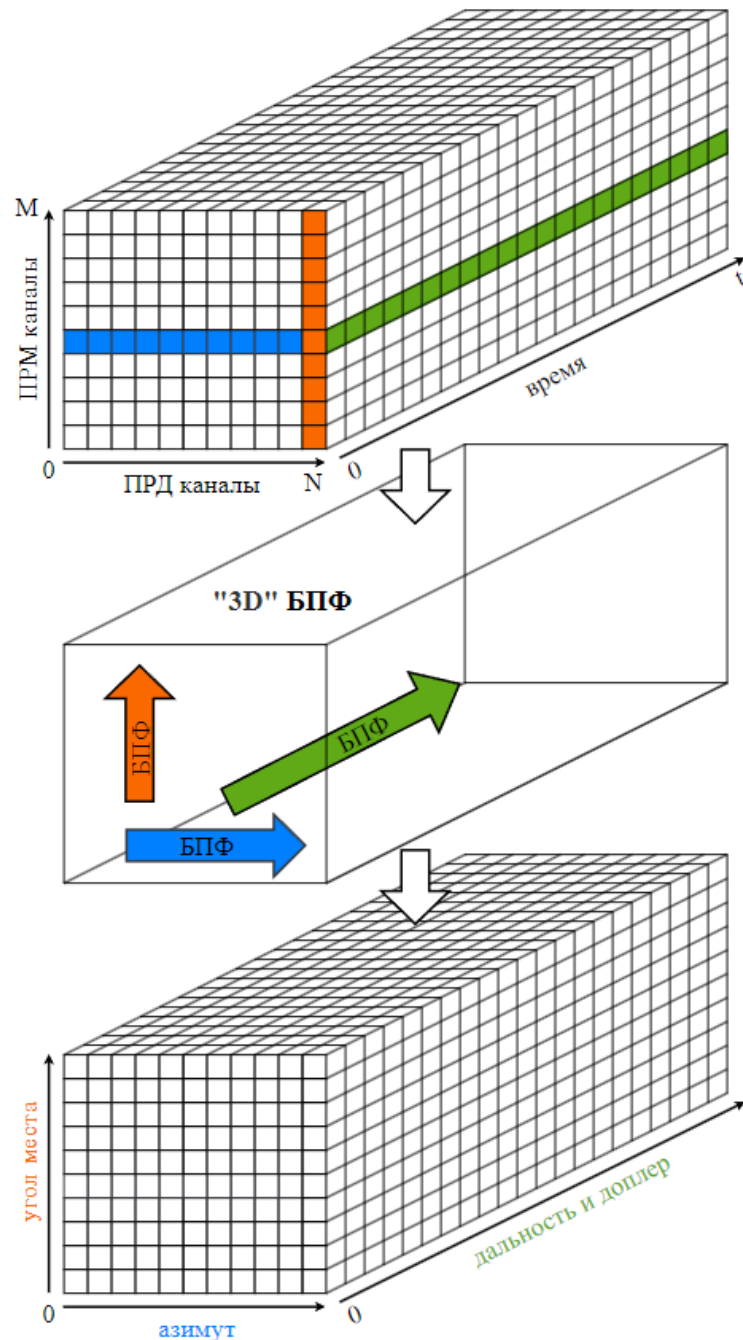


Рисунок 4 – Второй этап ЦОС в приемной системе

В результате, для каждого углового направления будут получены отклики в частотной области, которые соответствуют сумме смещения частоты, соответствующей дальности до цели и доплеровскому смещению частоты. Дальнейшая вторичная обработка массивов $D1$ и $D2$ позволит однозначно определить дальность и скорость за счет различного знака девиации частоты в используемых зондирующих ЛЧМ сигналах известными алгоритмами ЦОС [23-24].

Способ с знакопеременным БПФ по периодам ЛЧМ сигнала

В случае с более строгими техническими требованиями к РЛС (например, необходимость селекции движущихся целей с разрешающей способностью по скорости менее 5 м/с) возможно использовать более вычислительно затратный способ с дополнительным выполнением БПФ по периодам ЛЧМ сигналов. В таком случае, сигналы, формируемые на передающих каналах представлены на рисунке 5.

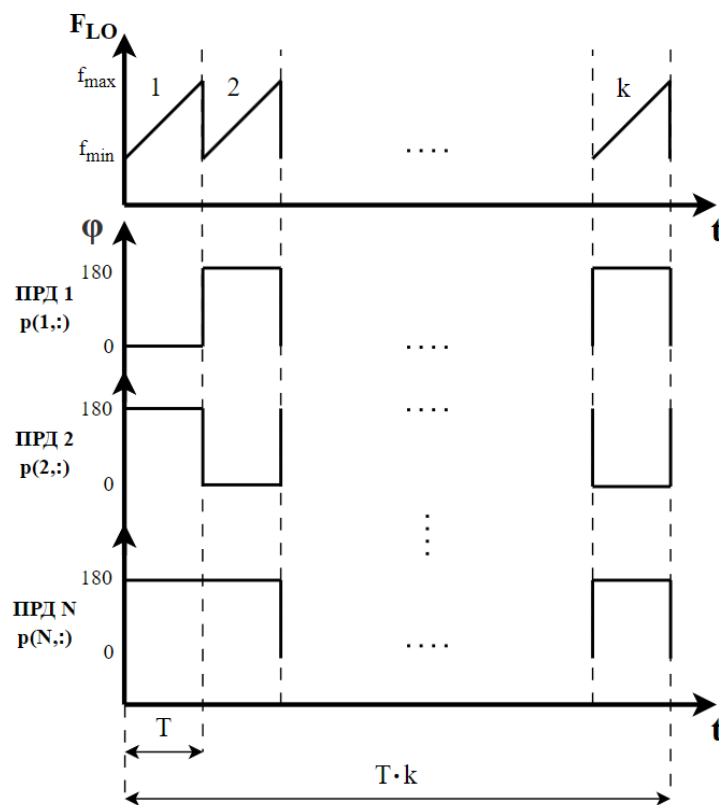


Рисунок 5 – Формируемые на передатчиках сигналы второго способа

Общая длительность излучения определяется длительностью одного периода ЛЧМ сигнала T и длительностью ДП k как $T \cdot k$, что в два раза меньше, чем у предыдущего способа, следовательно, можно использовать более длинную ДП при той же общей длительности интервала времени. Аналогично, на каждом из M приемников формируется отклик суммы сигналов от целей. Первый этап ЦОС в каждом из приемников для данного способа представлен на рисунке 6.

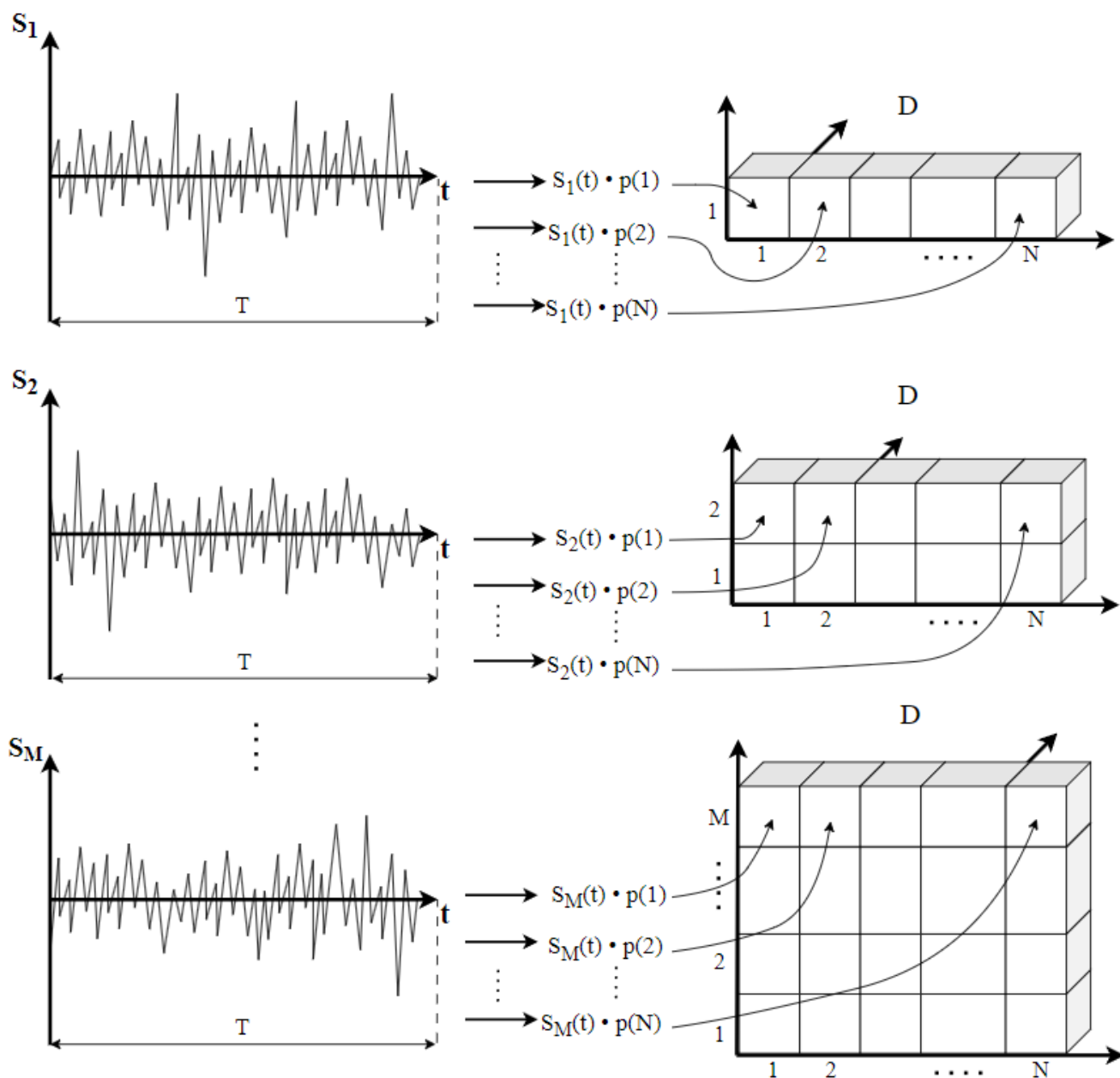


Рисунок 6 – Первый этап ЦОС второго способа

В каждом из M приемников записываются отсчеты интервала времени длительностью T , которые обозначаются как $s_i(t)$, где i – номер приемника (от 1 до M), далее $s(t)$ копируются N раз, домножаются на p с соответствующими индексами и записываются в трехмерный массив данных D размерностью $N \times M \times (T \cdot fd)$, где fd – частота дискретизации АЦП, а $T \cdot fd$ – количество отсчетов данных в одном периоде ЛЧМ сигнала.

В отличие от предыдущего, в данном способе, данные, полученные аналогичным образом, для последующих периодов не суммируются, а записываются далее, как это показано на рисунке 7.

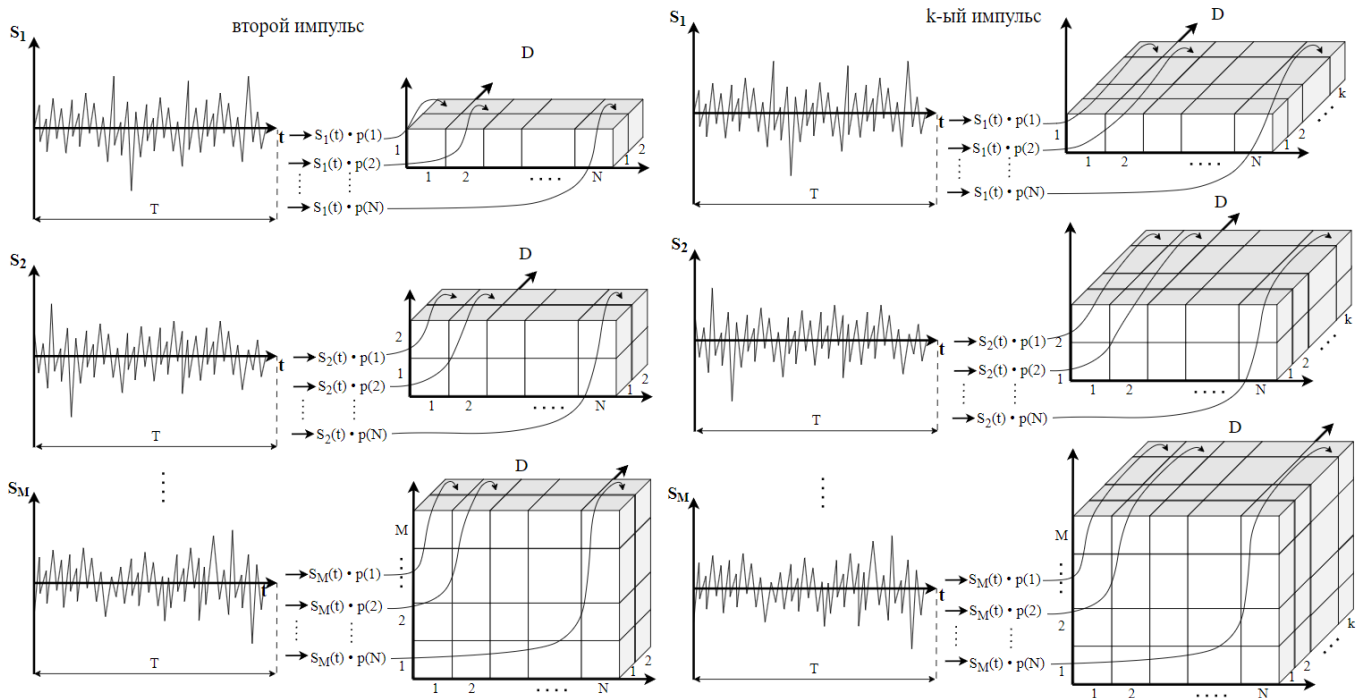


Рисунок 7 – Второй этап ЦОС второго способа

Таким образом, трехмерный массив данных D становится размерностью $N \times M \times (T \cdot fd \cdot k)$. Следующим шагом выполняется трехмерное БПФ, аналогично предыдущему способу, а также БПФ по k периодам ЛЧМ сигналов (рисунок 8).

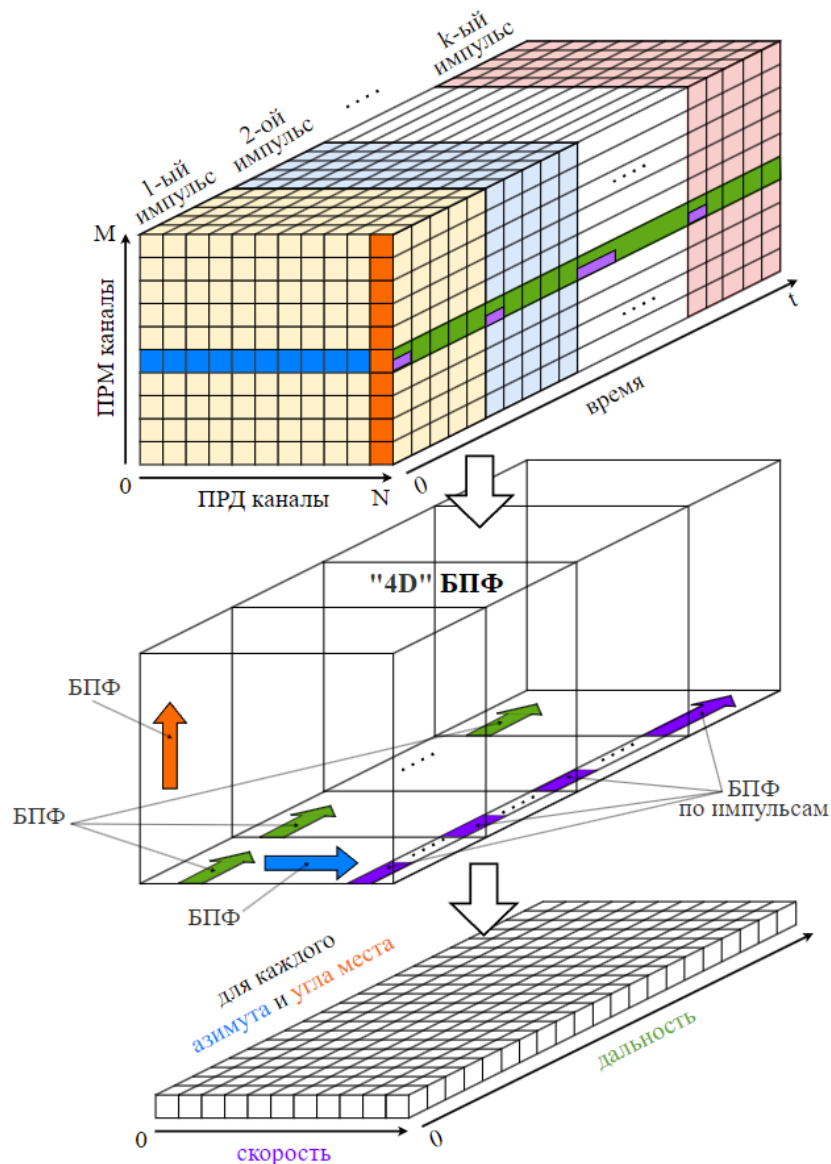


Рисунок 8 – Третий этап ЦОС второго способа

В результате будет получен четырехмерный массив данных размерностью $N \times M \times (T * fd) \times k$, в котором каждому угловому направлению будет соответствовать двумерный массив «дальность»-«скорость».

Математическое моделирование

С целью верификации предложенных архитектуры и способов ЦОС была составлена математическая модель в среде Matlab с техническими параметрами РЛС, представленными в таблице 1.

Таблица 1. Исходные данные моделирования

Параметр :	Значения:
Диапазон частот, ГГц	24,05-24,25
Количество физических передающих каналов, шт.	32
Количество физических приемных каналов, шт.	16
Количество элементов ВАР, шт.	512 (32x16)
Размер ВАР в азимутальной и угломестной плоскостях, мм	200x122
Скорость изменения частоты, кГц/мкс	200
Длительность периода ЛЧМ сигнала T , мкс	1
Количество периодов ЛЧМ сигналов k	64

Тестовые цели, для которых проводилось моделирование задавались следующими параметрами: азимутальное положение, угломестное положение, дальность, радиальная скорость и эффективная площадь рассеивания (ЭПР). Значения параметров целей выбирались для моделирования случая наличия нескольких различных БПЛА на фоне местных стационарных объектов, а также чтобы продемонстрировать работоспособность способов в части разрешающей способности по угловым координатам, дальности и скорости. Уровень теплового шума системы выбран таким образом, чтобы после операции накопления или БПФ по всем периодам отношение сигнал/шум для самой низкоэнергетической цели было равно 10 дБ.

Моделирование способа со знакопеременным накоплением периодов ЛЧМ сигналов

Описанный в предыдущем разделе способ был реализован в математической модели. На рисунке 9 показана зависимость амплитуды результирующего просуммированного сигнала от частоты (пересчитанной в дальность, для наглядности) для фиксированного направления по обеим угловым координатам (сечение трехмерного массива данных). Синим цветом показан первый интервал времени T , а красным – второй.

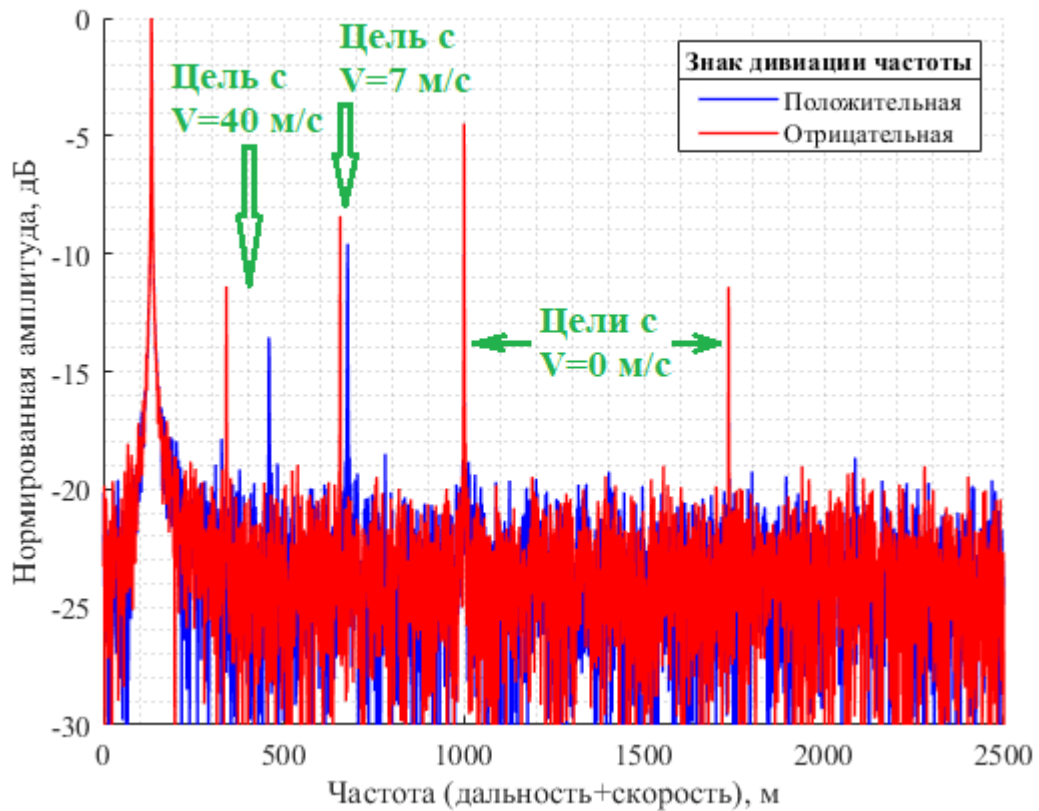


Рисунок 9 – Сигнал для фиксированных угловых координат

По представленному графику видно, что для целей с ненулевой радиальной скоростью возникает 2 максимума, разницу между которыми можно пересчитать в значение радиальной скорости. Однако, если скорость цели значительно будет изменяться за время накопления периодов, то это приведет к размыванию данных максимумов в частотной области и затруднит их детектирование и селекцию движущихся целей.

Моделирование способа со знакопеременным БПФ по периодам ЛЧМ сигналов

В соответствии с описанным ранее способом был получен четырехмерный массив данных D для произвольного набора целей, на рисунке 10 показан двумерный массив «дальность»-«скорость» для фиксированного углового положения.

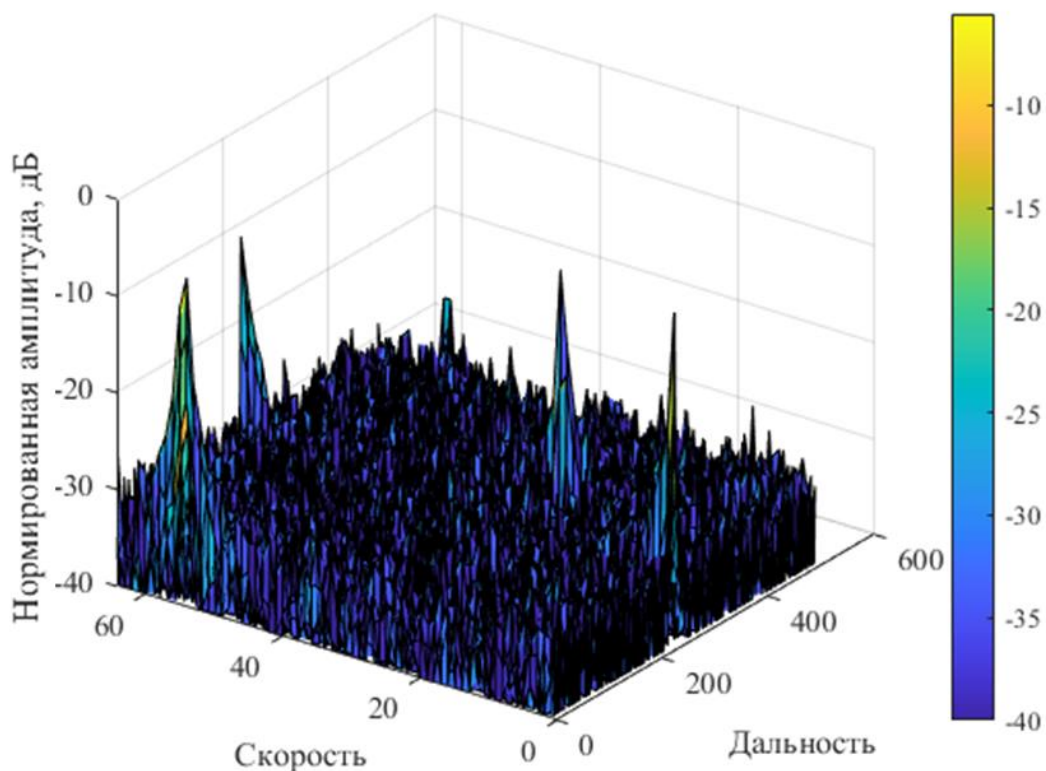


Рисунок 10 – Массив «дальность»-«скорость»

Данное представление является более классическим в РЛС, а полученные данные позволяют выполнять операцию СДЦ и определение радиальной скорости цели с лучшими, относительно первого способа, характеристиками.

Определение угловых координат посредством ВАР

Определение угловых координат целей выполняется идентично для обоих представленных способов. При этом, после выполнения операции БПФ по элементам ВАР полученный результат будет иметь размерность $N \times M$, соответственно, точность определения угловых координат будет ограничена $\theta_{аз}/N$ и $\theta_{угл}/N$, где $\theta_{аз}$ и $\theta_{угл}$ – секторы работы в азимутальной и угломестной плоскостях, соответственно. Для увеличения точности определения угловых координат и наглядности результатов возможна интерполяция данных путем выполнения БПФ по элементам ВАР избыточной

размерности. На рисунке 11 показан трехмерный (а) и двумерный (б) виды углового распределения откликов сигналов для фиксированной дальности и скорости при наличии двух целей с размерностью БПФ $4*N \times 4*M$.

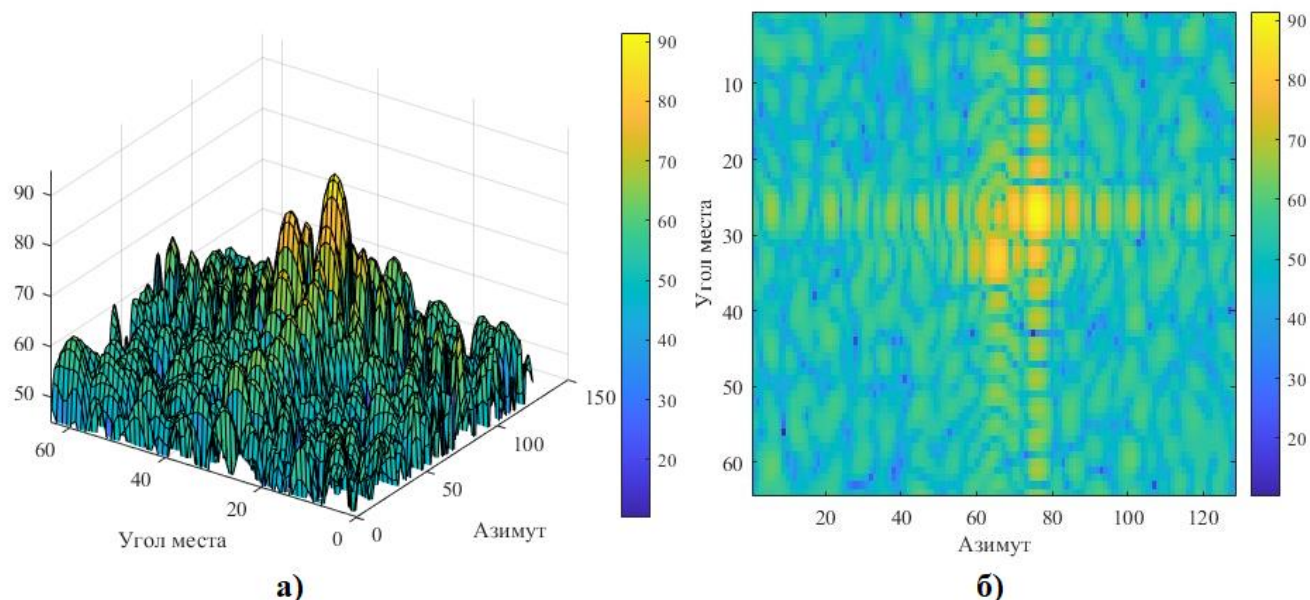


Рисунок 11 – Угловое распределение откликов, трехмерный (а) и двумерный (б) вид

По представленным данным видно, что полученные отклики от целей соотносятся с классическим пространственным распределением по закону $\sin(x)/x$, при этом ширина откликов от целей по уровню половинной мощности составляет $3,3 \times 5,5$ градуса, а две цели разрешаются между собой. Данные результаты аналогичны тем, которые были бы получены с классической эквидистантной АФАР из 512 элементов с равноамплитудным распределением, однако, количество элементов было: 32 передающих и 16 приемных, что существенно дешевле, чем 512.

Заключение

Предложенная архитектура ММО РЛС на базе ЛЧМ сигналов с медленной ФКМ и два способа формирования и обработки сигналов, реализуемые на данной архитектуре, могут быть использованы при создании новых РЛС малой и средней

дальности действия, в которых априорно известно, что цели слабо маневрируют и сохраняют когерентные свойства на протяжении интервала времени накопления, требования к которому формируются энергетическим расчетом системы для заданных начальных условий.

Первый представленный способ может использоваться при создании относительно простых систем с крайне ограниченными вычислительными возможностями. Второй способ является более классическим и позволяет строить полноценные массивы «дальность»-«скорость» для каждого углового направления. Также стоит отметить, что возможна комбинация представленных способов с частичным накоплением перед выполнением БПФ по периодам ЛЧМ сигнала для достижения целевой вычислительной сложности операций ЦОС.

В работе показан пример построения архитектуры РЛС на базе изложенных принципов в К- диапазоне частот и проведено математическое моделирование способов ЦОС с целью подтверждения их работоспособности, результаты моделирования, полученные на данном этапе работ, показали перспективность данного направления для дальнейших исследований.

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. 109-146. DOI: [10.24411/2410-9916-2020-10105](https://doi.org/10.24411/2410-9916-2020-10105)

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. 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>
4. 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>
5. Кваснов А.В., Гладилин П.Е., Першуткин А.Э. Методика распознавания неподвижных групповых объектов по радиолокационному изображению на основе искусственных нейронных сетей // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 8. С. 63-71.
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. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=173033>. DOI: [10.34759/trd-2023-129-21](https://doi.org/10.34759/trd-2023-129-21)
7. Пальгуев Д.А., Пархачев В.В., Пиунов К.Н. и др. Распознавание воздушных объектов типа "птицы" по траекторным признакам // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 4 (48). С. 39-50.
8. Андриященко М.С., Голик А.М., Сахнов С.А. Радиолокационные характеристики беспилотных летательных аппаратов мультикоптерного типа, представляющих угрозу объектам охраны войск национальной гвардии Российской Федерации //

Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2023. № 7-8 (181-182). С. 44-49.

9. Нечаев Е.Е., Большаков Ю.П. Ретроспективный обзор создания и развития наземных радиолокационных станций целеуказания в России (Часть 1) // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2006. № 98. С. 108-131.

10. Везарко Д.А., Чечельницкий А.С., Коптев В.А., Халматов Б.М. Анализ радиолокационных систем обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Международный журнал гуманитарных и естественных наук. 2024. № 3-2(90). С. 156-160.

11. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: ММО РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 2. С. 5-20.

12. Чапурский В.В. Обработка сигналов в многочастотных радиолокационных системах с антеннами из пространственно-распределенных передающих и приемных элементов // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. 2008. № 3 (72). С. 69-79.

13. Переверзев А.Л., Лялин К.С., Мелёшин Ю.М. и др. Разработка ММО-радаров на базе ФКМ-сигналов // Наноиндустрия. 2022. Т. 15. № S8-1 (113). С. 54-58. DOI: [10.22184/1993-8578.2022.15.8s.54.58](https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.8s.54.58)

14. X. Li, X. Wang, Q. Yang and S. Fu. Signal Processing for TDM MIMO FMCW Millimeter-Wave Radar Sensors // IEEE Access, 2021, vol. 9, pp. 167959-167971. DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3137387](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3137387)

15. W. Wang et al. Wideband Gain Enhancement of MIMO Antenna and Its Application in FMCW Radar Sensor Integrated With CMOS-Based Transceiver Chip for Human Respiratory Monitoring // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, vol. 71, no. 1, pp. 318-329. DOI: [10.1109/TAP.2022.3222802](https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3222802)
16. Sit Y.L., Li G., Manchala S., Afrasiabi H., Sturm C., Lubbert U. BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement // 15th European Radar Conference (EuRAD), 2018, Madrid, Spain, pp. 289-292. DOI: [10.23919/EURAD.2018.8546657](https://doi.org/10.23919/EURAD.2018.8546657)
17. 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 (85). С. 72-91.
18. Pan M., Chen B. MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals // International Journal of Antennas and Propagation, 2017. pp. 1-16. DOI: [10.1155/2017/7514916](https://doi.org/10.1155/2017/7514916)
19. Hinz J., Zölzer U. A MIMO FMCW radar approach to HFSWR // Advances in Radio Science, 2011, vol. 9, pp. 159-163. DOI: [10.5194/ARS-9-159-2011](https://doi.org/10.5194/ARS-9-159-2011)
20. Khasanov M.S., Meleshin Y.M., Karpov V.N. Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms // 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), 2024, pp. 1-4
21. Kumbul U., Petrov N., Vaucher C.S., Yarovoy A. Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, vol. 71, no. 6, pp. 2721-2733. DOI: [10.1109/TMTT.2022.3228950](https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3228950)

22. 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>
23. Hyun E., Oh W., Lee J. -H. Two-Step Moving Target Detection Algorithm for Automotive 77 GHz FMCW Radar // 2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall, Ottawa, ON, Canada, 2010, pp. 1-5. DOI: [10.1109/VETECONF.2010.5594417](https://doi.org/10.1109/VETECONF.2010.5594417)
24. Майоров Д.А. Применение сигналов с перестройкой частоты в интересах селекции движущихся целей // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=29549>

References

1. Makarenko S.I., Timoshenko A.V., Vasil'chenko A.S. *Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti*, 2020, no. 1, pp. 109-146. DOI: [10.24411/2410-9916-2020-10105](https://doi.org/10.24411/2410-9916-2020-10105)
2. Ananekov A.E., Marin D.V., Nuzhdin V.M., Rastorguev V.V., Sokolov P.V. *Trudy MAI*, 2016, no. 91. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=75540>
3. Skryabin Yu.M., Potekhin D.S. *Trudy MAI*, 2019, no. 106. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=105747>
4. Sychev M.I., Fesenko S.V. *Trudy MAI*, 2015, no. 83. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=62280>
5. Kvasnov A.V., Gladilin P.E., Pershutkin A.E. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2020, vol. 74, no. 8, pp. 63-71.

6. Sentsov A.A., Polyakov V.B., Ivanov S.A., Pomozova T.G. *Trudy MAI*, 2023, no. 129.
URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=173033>. DOI: [10.34759/trd-2023-129-21](https://doi.org/10.34759/trd-2023-129-21)
7. Pal'guev D.A., Parkhachev V.V., Piunov K.N. et al. *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*, 2022, no. 4 (48), pp. 39-50.
8. Andryushchenko M.S., Golik A.M., Sakhnov S.A. *Voprosy oboronnoi tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskie sredstva protivodeistviya terrorizmu*, 2023, no. 7-8 (181-182), pp. 44-49.
9. Nechaev E.E., Bol'shakov Yu.P. *Nauchnyi vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta grazhdanskoi aviatsii*, 2006, no. 98, pp. 108-131.
10. Vezarko D.A., Chechel'nitskii A.S., Koptev V.A., Khalmatov B.M. *Mezhdunarodnyi zhurnal gumanitarnykh i estestvennykh nauk*, 2024, no. 3-2(90), pp. 156-160.
11. Chernyak V.S. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2011, no. 2, pp. 5-20.
12. Chapurskii V.V. *Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baubana. Seriya Priborostroenie*, 2008, no. 3 (72), pp. 69-79.
13. Pereverzev A.L., Lyalin K.S., Meleshin Yu.M. et al. *Nanoindustriya*, 2022, vol. 15, no. S8-1 (113), pp. 54-58. DOI: [10.22184/1993-8578.2022.15.8s.54.58](https://doi.org/10.22184/1993-8578.2022.15.8s.54.58)
14. X. Li, X. Wang, Q. Yang and S. Fu. Signal Processing for TDM MIMO FMCW Millimeter-Wave Radar Sensors, *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 167959-167971. DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3137387](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3137387)
15. W. Wang et al. Wideband Gain Enhancement of MIMO Antenna and Its Application in FMCW Radar Sensor Integrated With CMOS-Based Transceiver Chip for Human Respiratory Monitoring, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, vol. 71, no. 1, pp. 318-329. DOI: [10.1109/TAP.2022.3222802](https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3222802)

16. Sit Y.L., Li G., Manchala S., Afrasiabi H., Sturm C., Lubbert U. BPSK-based MIMO FMCW automotive-radar concept for 3D position measurement, *15th European Radar Conference (EuRAD)*, 2018, Madrid, Spain, pp. 289-292. DOI: [10.23919/EURAD.2018.8546657](https://doi.org/10.23919/EURAD.2018.8546657)
17. Chapurskii V.V. *Vestnik Moskovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. N.E. Baumana. Seriya Priborostroenie*, 2011, no. 4 (85), pp. 72-91.
18. Pan M., Chen B. MIMO high frequency surface wave radar using sparse frequency FMCW signals, *International Journal of Antennas and Propagation*, 2017. pp. 1-16. DOI: [10.1155/2017/7514916](https://doi.org/10.1155/2017/7514916)
19. Hinz J., Zölzer U. A MIMO FMCW radar approach to HFSWR, *Advances in Radio Science*, 2011, vol. 9, pp. 159-163. DOI: [10.5194/ARS-9-159-2011](https://doi.org/10.5194/ARS-9-159-2011)
20. Khasanov M.S., Meleshin Y.M., Karpov V.N. Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms, *26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA)*, 2024, pp. 1-4.
21. Kumbul U., Petrov N., Vaucher C.S., Yarovoy A. Phase-coded FMCW for coherent MIMO radar, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, vol. 71, no. 6, pp. 2721-2733. DOI: [10.1109/TMTT.2022.3228950](https://doi.org/10.1109/TMTT.2022.3228950)
22. Bulygin M.L., Mullov K.D. *Trudy MAI*, 2015, no. 80. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=57040>
23. Hyun E., Oh W., Lee J. -H. Two-Step Moving Target Detection Algorithm for Automotive 77 GHz FMCW Radar, *2010 IEEE 72nd Vehicular Technology Conference - Fall*, Ottawa, ON, Canada, 2010, pp. 1-5. DOI: [10.1109/VETECONF.2010.5594417](https://doi.org/10.1109/VETECONF.2010.5594417)

24. Maiorov D.A. *Trudy MAI*, 2012, no. 52. URL:
<https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=29549>

Статья поступила в редакцию 12.08.2024

Одобрена после рецензирования 26.08.2024

Принята к публикации 25.10.2024

The article was submitted on 12.08.2024; approved after reviewing on 26.08.2024; accepted for publication on 25.10.2024