

УДК 629.052.3

## **МИМО РЛС НА БАЗЕ ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С БЫСТРОЙ СГЛАЖЕННОЙ ФАЗОКОДОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

*Мелёшин Ю.М., к.т.н., доцент, заместитель директора Института МПСУ по ОД, МИЭТ, e-mail: i@imym.ru  
Хасанов М.С., ведущий инженер МИЭТ, e-mail: mkhaes@gmail.com  
Карпов В.Н., аспирант, ассистент, МИЭТ, e-mail: vadimkarпов@icloud.com*

## FMCW MIMO RADAR DESIGN BASED ON SMOOTHED FAST PHASE CODED SHIFT KEYING

*Meleshin Y.M., Khasanov M.S., Karpov V.N.*

The application of linear frequency modulated (chirp) signals in continuous wave multiple input multiple output (FMCW MIMO) radars has been of interest in the scientific field of radar for about a decade. A known approach is to ensure orthogonality between different signals from transmitting antenna elements by introducing additional fast phase-code keying of chirp pulses in accordance with binary pseudo-random sequences. This article presents the results of a study of FMCW MIMO radar with fast phase code shift keying, which shows the main limitation in terms of high level of side lobes in the frequency domain for medium and long range radar operation. Based on the results of the study, a new approach to implementing phase shift keying smoothing was proposed, which made it possible to reduce the level of side lobes by  $^{**}$  dB without significant hardware complications of the radar.

**Key words:** FMCW, MIMO Radar, phase shift keying, Radar, DAC.

**Ключевые слова:** ЛЧМ, МИМО РЛС, фазокодовая манипуляция, РЛС, ЦАП.

Введение

Радиолокационные системы MIMO (multiple-input-multiple- output) стали очень востребованы в связи с возникшей потребностью в малогабаритных и дешевых устройствах, способных обнаруживать и сопровождать малоразмерные БПЛА. Экономичность в таких устройствах достигается за счет идеи виртуальной антенной решетки, которая имеет размерность  $N$  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. Это преимущество сопровождается и некоторыми недостатками: MIMO РЛС менее энергоэффективны [1] (так как имеют меньше физических элементов), а процесс обработки данных требует больших вычислительных затрат и может давать некоторые дополнительные артефакты.

При нашей первой попытке реализовать концепцию MIMO РЛС мы разработали устройство с 32 передатчиками и 16 приемниками (рис. 1) [2]. В нем использовалась квазинепрерывные сигналы с BPSK модуляцией, следовательно, длительность передающего сигнала была намного больше, чем максимальная временная задержка отклика от цели на расстоянии. Благодаря большому размеру передаваемых псевдослучайных последовательностей их кросскорреляционные свойства оказались более чем достаточными для поставленных целей, а обработка частичной корреляции обеспечила высокую доплеровскую чувствительность. Главным и, к сожалению, решающим недостатком этой архитектуры является высокая вычислительная слож-

Применение линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов в радиолокационных станциях непрерывного излучения с множественными входами и множественными выходами (FMCW MIMO РЛС) вызывает интерес в научной области радиолокации уже около десяти лет. Известен подход с обеспечением ортогональности между различными сигналами с передающих антенных элементов за счет введения дополнительной быстрой фазокодовой манипуляции ЛЧМ импульсов в соответствии с двоичными псевдослучайными последовательностями. В данной статье показаны результаты исследования FMCW MIMO РЛС с быстрой фазокодовой манипуляцией, в которых показано основное ограничение в части высокого уровня боковых лепестков в частотной области для средней и большой дальности работы РЛС. По результатам исследования предложен новый подход в реализации сглаживания фазовой манипуляции, который позволил реализовать сглаживание манипуляции без аппаратных усложнений РЛС.

ность, поскольку поток необработанных отчетов данных составлял 1 Гб в секунду, и эти данные невозможно было обработать в реальном времени на приемлемом оборудовании.

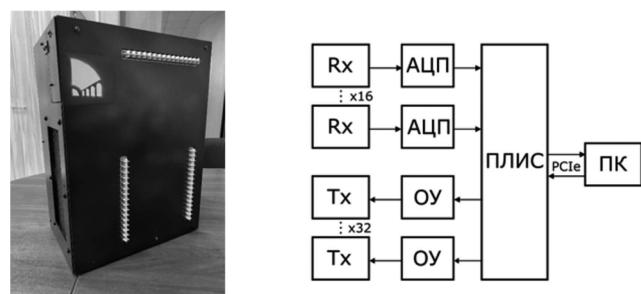


Рис. 1. MIMO РЛС на базе BPSK сигналов

Таким образом, целью исследования является снижение вычислительной сложности алгоритмов цифровой обработки сигналов в данной РЛС, а задачами исследования являются анализ существующих подходов обра-

ботки, применяемых в РЛС схожего класса, разработка и исследование модернизированного подхода формирования и обработки сигналов. В качестве основного пути был выбран переход на технологию РЛС непрерывного излучения с линейной частотной модуляцией (FMCW). В радиолокации данный подход позволяет на порядки уменьшить максимальную частоту сигнала на входе аналого-цифровых преобразователей (АЦП), что, соответственно, уменьшает на порядки информационный поток и вычислительную сложность алгоритмов цифровой обработки сигналов.

Классический FMCW не подходит для применения в MIMO, и требует дополнительного обеспечения возможности формирования  $N$  различных ортогональных сигналов. В последнее время исследуются различные способы обеспечения этой ортогональности [3].

Одним из самых простых подходов является использование мультиплексирования с временным разделением каналов (TDM) [4, 5]. Он не вносит искажений, вызванных автокорреляционными и кросскорреляционными свойствами сигналов, и имеет преимущества в вычислительной производительности, но обладает худшими доплеровскими свойствами и обычно оказывается наименее энергоэффективным.

Следующим подходом является мультиплексирование ЛЧМ сигналов с частотным разделением (FDM) [6]. В этом случае каждый передатчик генерирует ЛЧМ сигнал в своей непересекающейся полосе частот (также могут использоваться противоположные направления модуляции [7]). Несмотря на то, что эта технология преодолевает недостатки TDM, она значительно усложняет конструкцию аппаратуры, поскольку требует наличия нескольких трактов формирования несущей частоты или высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и АЦП. Кроме того, данный способ разделения передающих каналов требует большей полосы и частоты дискретизации приемников без получения дополнительного разрешения по дальности. В контексте модернизации существующей РЛС данный способ является наименее предпочтительным ввиду необходимости существенных аппаратных изменений.

Таким образом, наиболее перспективным способом разделить сигналы без временного разделения, оставаясь в той же полосе пропускания, является использование ЛЧМ сигналов с дополнительной фазокодовой манипуляцией в соответствии с ортогональными двоичными псевдослучайными последовательностями. Структура одного передающего канала в таком случае представлена на рис. 2. Хотя некоторые кодовые последовательности, такие как полифазные последовательности, могут дать дополнительные преимущества в авто- и кросскорреляционных свойствах сигналов, они также требуют и дополнительных аппаратных усложнений.

Для реализации такого подхода существует два основных способа.

1. Способ быстрой манипуляции, при котором переключение фазы происходит несколько раз на протяжении всего ЛЧМ импульса (под импульсом здесь и далее подразумевается один цикл изменения частоты между крайними значениями) [8-9]. В этом случае ЛЧМ им-

пульс может иметь очень низкий коэффициент девиации частоты, что позволяет использовать АЦП с меньшей частотой дискретизации. Помимо стоимости и простоты, такие микросхемы имеют меньшее количество выходов, поэтому одна микросхема ПЛИС может поддерживать большее количество АЦП.

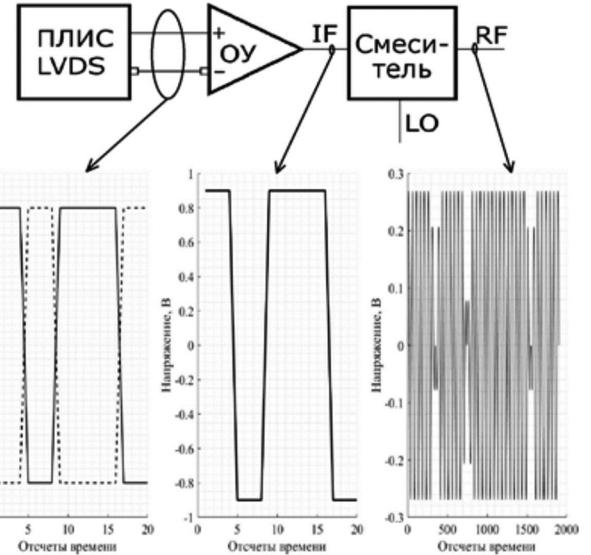


Рис. 2. Упрощенная схема одного канала передачи с представлением вида сигнала в ключевых точках схемы

2. Способ медленной манипуляции, при котором фаза переключается только в начале каждого ЛЧМ импульса [3]. Для накопления полной последовательности необходимо передать достаточно большое количество ЛЧМ импульсов, поэтому коэффициент девиации частоты и соответствующая частота дискретизации АЦП должны быть в несколько раз больше.

Оба этих способа экономичны и обладают высокой вычислительной эффективностью, что делает их весьма привлекательными для внедрения в существующие конструкции. Также следует отметить, что в некоторых разработках используются комбинации различных подходов [10], чтобы преодолеть присущие им недостатки.

Подход к использованию фазокодовой манипуляции ЛЧМ импульсов является довольно новым, и исследования в данной области являются актуальными. В опубликованных работах не освещены в должной мере точные характеристики производительности, достижимые при использовании различных подходов. В рамках данной работы мы исследуем возможность построения MIMO РЛС на базе FMCW с быстрой фазокодовой манипуляцией с следующими базовыми ограничениями системы:

- в системе не должно быть физических микросхем ЦАП;
- предпочтительно использовать только однокомпонентный модулятор ПЧ;
- все вычисления должны выполняться на ПЛИС, чипах SoC или SoM.

### Быстрая фазокодовая манипуляция

Главным очевидным недостатком такого способа является то, что отклик от цели будет сдвинут по времени, следовательно, будут образовываться дополнительные искажения, связанные с пересечением фрагментов сиг-

налов с противоположными фазами. Исходя из начального условия способа, задержка переключения фазы должна быть намного больше максимальной задержки отклика от цели. Это позволяет упростить обработку путем применения коэффициента фазовой компенсации для каждого передающего канала в каждом приемном канале для всей длительности одного фазового состояния. Однако цели на разных расстояниях имеют не только разные значения частот откликов, но и разные временные задержки. Это означает, что не существует универсального смещения времени окна накопления, которое удовлетворяло бы всем возможным диапазонам дальностей. Этот зазор между смещениями, в котором фаза не обязательно совпадает, приводит к искажениям в виде боковых лепестков в частотной области, которые соответствуют боковым лепесткам по дальности. На рис. 3 показана часть исходного передаваемого сигнала и отклик от цели, где зоны пересечения как раз показывают «неопределенные» области сигналов.

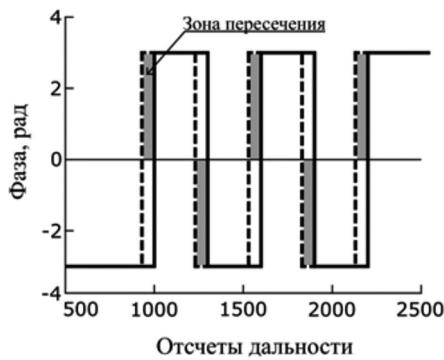


Рис. 3. Вносимые искажения из-за временных задержек между сигналами

Уровень боковых лепестков (УБЛ) прямо пропорционален площади пересечения данных сигналов и зависит от длительности ЛЧМ импульса, расстояния до цели и количества символов в двоичной модулирующей последовательности. На основании первичного анализа циклограмм можно сделать следующие промежуточные выводы:

- чем больше длительность сигнала, тем выше отношение между совпадающими и пересекающимися областями, что приводит к подавлению УБЛ.
- чем дальше цель, тем больше ее смещение от окна накопления. Однако, окно накопления может быть смещено в более подходящее место, например, рассчитанное алгоритмами вторичной обработки сигналов. Но изначально предполагается, что целесообразно обеспечить наименьшее искажение для самых близких и, следовательно, более высокозадачных целей.
- чем больше символов в двоичной последовательности, тем меньше отношение между совпадающими и пересекающимися областями.

#### Автокорреляционные свойства сигналов

Для более глубокого анализа данных алгоритмов цифровой обработки сигналов была построена их математическая модель. На рис. 4 показан отклик от одиночной цели в частотной области.

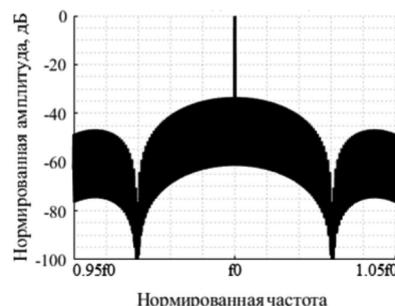


Рис. 4. Отклик от одиночной цели

Дополнительные составляющие (УБЛ) на уровне -34 дБ от максимума и являются основным критерием для исследования влияния различных параметров сигналов в данном разделе.

Далее показаны зависимости УБЛ от размера модулирующей последовательности для различных длительностей ЛЧМ импульсов при расстояниях до цели 500 м (рис. 5) и 1000 м (рис. 6).

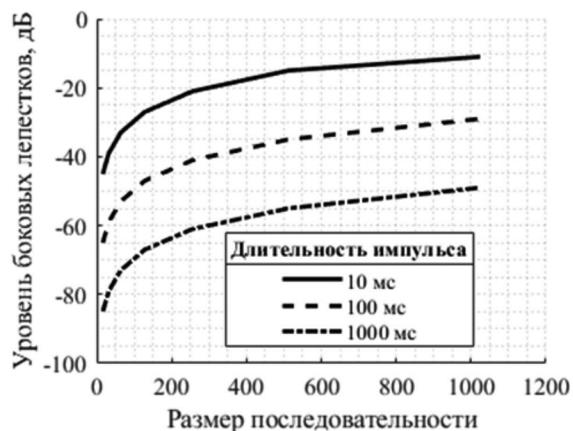


Рис. 5. Зависимости УБЛ от размера последовательности для дальности 500 м

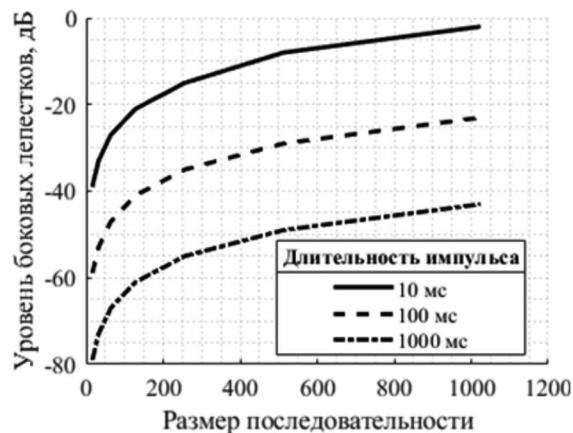


Рис. 6. Зависимости УБЛ от размера последовательности для дальности 1000 м

На рис. 7 показаны зависимости УБЛ от расстояния до цели при фиксированных параметрах длительности ЛЧМ импульса (10, 100 и 1000 мс соответственно) и размера последовательности (128).

По результатам приведенных данных моделирования можно подтвердить сделанные ранее предположения о характере влияния параметров сигналов на их автокорреляционные свойства и что увеличение размера последовательности и дальности до цели приводят

к увеличению УБЛ, а увеличение длительности импульса – к уменьшению УБЛ.

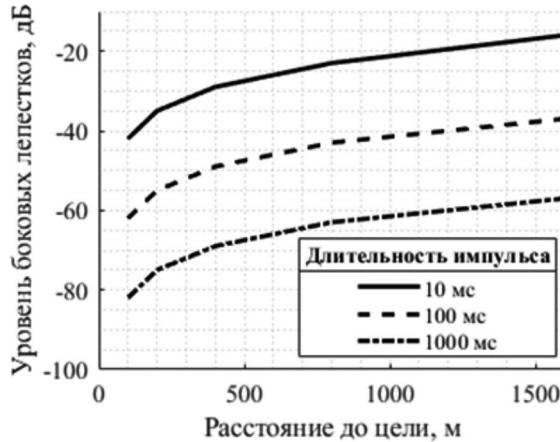


Рис. 7. Зависимости УБЛ от расстояния до цели

### Кросскорреляционные свойства сигналов

При рассматриваемых параметрах сигналов, в отличие от автокорреляционных свойств, кросскорреляционные свойства сигналов улучшаются при увеличении размера последовательности. Окончательная форма зависимостей УБЛ не столь предсказуема, поскольку на искажения влияют уровни взаимной корреляции между всеми используемыми передающими сигналами, а также задержки сигналов откликов от целей. Далее было проведено моделирование зависимости уровня взаимной корреляции от параметров сигналов (рис. 8) для двух передающих сигналов (для учета влияния  $N$  передатчиков необходимо увеличить полученный уровень в  $N$  раз).

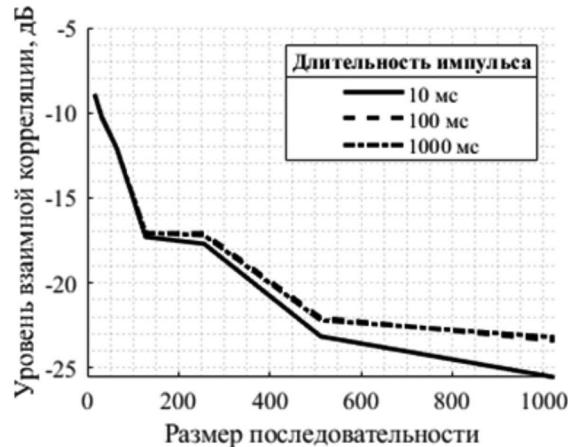


Рис. 8. Зависимость уровня взаимной корреляции от параметров сигналов

По результатам анализа полученных данных видно, что уровень взаимной корреляции зависит от размера последовательности и почти не зависит от остальных параметров сигналов.

Стоит отметить, что, хотя пиковый УБЛ не сильно меняется с увеличением длительности ЛЧМ импульса, интегральный УБЛ значительно изменяется под влиянием этого параметра, что благоприятно сказывается как на авто-, так и на кросскорреляционных характеристиках сигналов. На рис. 9 показан отклик взаимной корреляции двух каналов от точечной цели для длительностей ЛЧМ импульса 10 мс и 1000 мс.

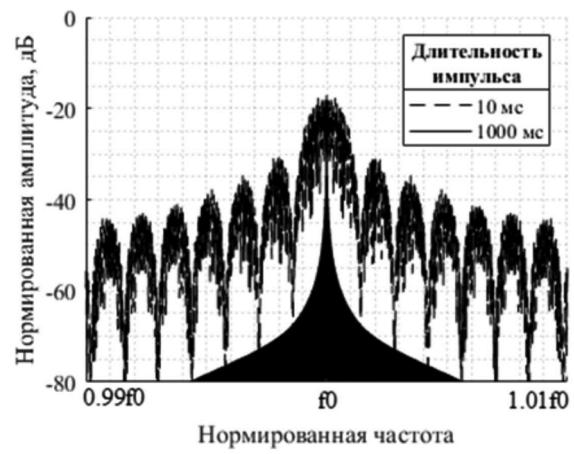


Рис. 9. Отклик взаимной корреляции двух каналов от точечной цели

По приведенным результатам видно, что интегральный УБЛ для большей длительности составляет лучшие значения, например, для полосы сигнала  $\pm 1\%$  для длительности 1000 мс он составил на 35 дБ меньше чем для длительности 10 мс.

Стоит отметить, что существуют методы компенсации задержки ответного сигнала с помощью фильтров группового времени запаздывания (ГВЗ), которые применяют пропорциональную компенсацию ГВЗ для сигналов на разных частотах. Однако быстрое переключение фазы увеличивает мгновенную полосу сигнала и введение компенсации ГВЗ будет вводить искажения, схожие с появлением боковых лепестков. Для борьбы с этим недостатком введения фильтров используют сглаживание фазовой манипуляции на передающей стороне [11], предотвращающее резкие скачкообразные изменения фазы сигнала. Этот подход показал свою эффективность, но в нашем случае его использование в чистом виде потребовало бы введение двух ЦАП и IQ-модулятора на каждый передающий канал, а также почти удвоения физических линий соединений между передающими трактами и ПЛИС. Так как данный подход, на наш взгляд, остается самым перспективным, то в рамках данного исследования мы предлагаем вариант реализации упрощенного способа сглаживания без применения ЦАП.

### Упрощенное сглаживание фазокодовой манипуляции

Как уже было сказано в предыдущем разделе – сглаживание фазокодовой манипуляции позволяет уменьшить искажения, однако, в общем случае требует существенных аппаратных усложнений. В рамках данного исследования, чтобы добиться сглаживания более простым методом предлагается использовать схему сглаженной манипуляции, представленную на рис. 10.

За счет того, что частота работы ПЛИС существенно превышает частоту изменения фазокодовой манипуляции, то введение интегратора между ПЛИС и операционным усилителем позволяет реализовать принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для формирования сглаженной функции изменения фазы. В самом простом исполнении аналоговый интегратор выполняется в виде RC фильтра низких частот. Таким образом становится

возможным внедрение алгоритмов компенсации ГВЗ, описанные в [11] в существующую РЛС.

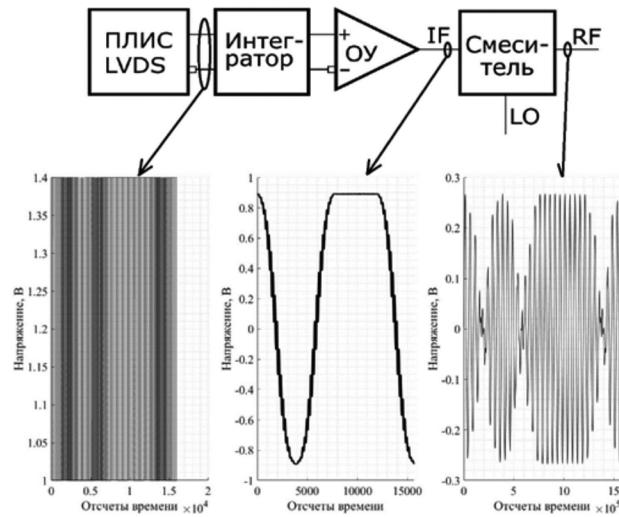


Рис. 10. Схема канала передачи

при сглаживании фазовой манипуляции

с представлением вида сигнала в ключевых точках схемы

### Синтез виртуальной антенной решетки

Интерференция каналов передачи из-за неидеальных кросскорреляционных свойств сигналов оказывает влияние на сечение отклика цели в угловых координатах, для проверки степени этого влияния была составлена модель построения виртуальной антенной решетки 32 на 16 в которой в каждом из 16 приемных каналов производится корреляционная обработка с 32 сигналами передатчиков. После выполнения двумерного быстрого преобразования Фурье по значениям сигналов виртуальной антенной решетки было получено распределение сигнала в угловых координатах для фиксированных параметров цели: дальность – 500 м, азимутальное и угломестное отклонение – 0,1 от полного сектора (рис. 11). На рис. 12 показано сечение в азимутальной плоскости при угломестном отклонении – 0,1 от полного сектора.

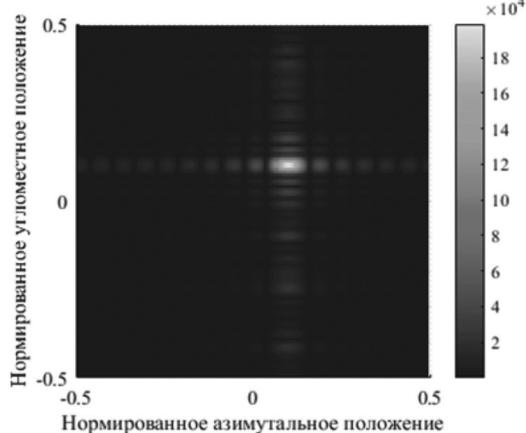


Рис. 11. Угловое распределение сигнала на дальности 500 м

По результатам видно, что полученные распределения соответствует классическому распределению для обычной антенной решетки 32 на 16 элементов, следовательно, кросскорреляционные искажения не привели к значительным искажениям в плоскости угловых координат.

Однако, остается влияние искажений, описанных в предыдущих разделах, на суммарный сигнал во временной области для заданного направления. Причем параметры сигналов влияют на автокорреляционные и кросскорреляционные свойства сигналов противоположно, поэтому, предположительно, они компенсируют характер влияния друг друга, что приводит к постоянному уровню боковых лепестков на всем диапазоне дальностей. На рис. 13 показан результирующий сигнал на выходе виртуальной антенной решетки для фиксированного направления, соответствующего тестовой цели.

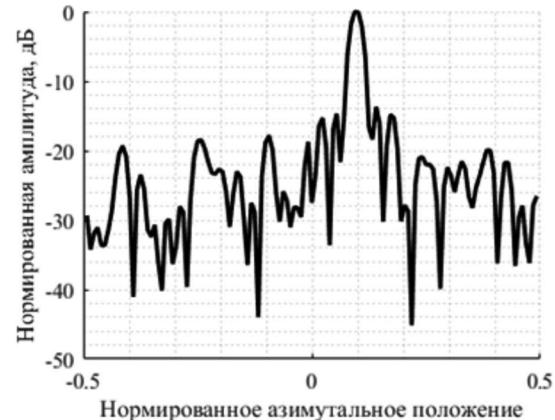


Рис. 12. Пространственное распределение в азимутальной плоскости для дальности 500 м

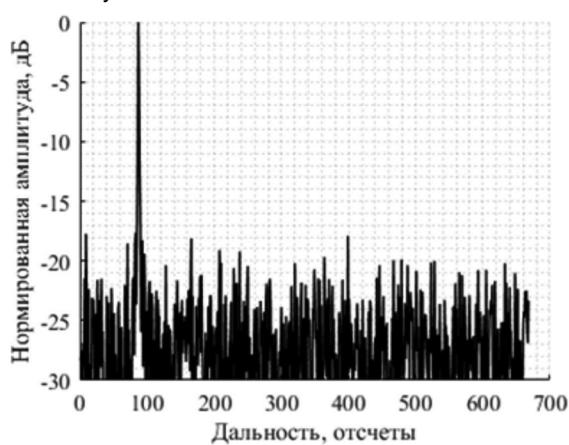


Рис. 13. Сигнал с одного направления после синтеза виртуальной антенной решетки

Видно, что УБЛ сохраняется в диапазоне значений от -15 до -20 дБ на всем рассматриваемом диапазоне дальностей.

### Заключение

Представленный в статье подход проектирования MIMO РЛС на базе ЛЧМ сигналов с быстрой сглаженной фазокодовой манипуляцией позволяет реализовать требуемые функции по определению пространственных координат целей, при этом сама реализация взвешивания построена без применения дополнительных микросхем ЦАП и реализована за счет добавления очень простого интегратора на базе RC фильтра низких частот в каждый канал передатчика.

Тем не менее, у данного подхода есть свои недостатки в части все еще достаточно высокого уровня УБЛ. К преимуществам исследуемой системы можно отнести

обнаруженную низкую чувствительность к входным параметрам, это облегчает увеличение числа передающих физических элементов, что может быть полезно в некоторых случаях, когда стоимость тракта передачи является решающей для общей цены РЛС.

В целом, описанный способ может быть использован в радиолокационных системах малой дальности с большим количеством передающих каналов, и актуальными остаются исследования возможностей применения более сложных алгоритмов вторичной обработки сигналов для борьбы с обозначенными недостатками.

### Литература

1. Y.M. Meleshin, E.O. Romanova, K.S. Lyalin, M.S. Khasanov and T.A. Dovgal, «BPSK-based MIMO Radar Energy Efficiency Analysis», 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021, pp. 2538-2540
2. А.Л. Переверзев, К.С. Лялин, Ю.М. Мелешин и др. Разработка MIMO-радара на базе ФКМ-сигналов. Наноиндустрия. 2022. Т. 15, № S8-1(113). С. 54-58.
3. 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.
4. 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 15<sup>th</sup> European Radar Conference (EuRAD), Madrid, Spain, pp. 289-292, 2018.
5. D. Patrick, Y. Huang, and P. V. Brennan. «FMCW based MIMO imaging radar». ARMMS, 2014.
6. 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.
7. J. Hinz and U. Zölzer. «A MIMO FMCW radar approach to hfswr». Advances in Radio Science, vol. 9, pp. 159-163, 2011.
8. 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.
9. M.S. Khasanov, Y.M. Meleshin and V.N. Karpov. «Investigation into FMCW MIMO Radar Design Based on Fast Phase Coded Waveforms». 2024 26<sup>th</sup> International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSP), Moscow, Russian Federation, 2024, pp. 1-4.
10. S.Y. Jeon et al. «W-band FMCW MIMO radar system for highresolution multimode imaging with time- and frequency-division multiplexing». IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 58, no. 7, pp. 5042-5057, July 2020.
11. U. Kumbul, N. Petrov, C. S. Vaucher and A. Yarovoy, «Smoothed phase-coded FMCW: waveform properties and transceiver architecture». IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 2, pp. 1720-1737, April 2023.

### Уважаемые коллеги!

*Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).*

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляемых систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science - Russian Science Citation Index.

### Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 1 март 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2025 г. Тематический выпуск по материалам 27-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».
- № 3 сентябрь 2025 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2025 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

### Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.

2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.

1\2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru