

Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре

А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, А. В. Мякиньюков, Р. С. Фадеев, С. А. Шабалин ✉

Нижегородский государственный технический университет
им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

Аннотация

Введение. Основой интеллектуальных систем помощи водителю зачастую являются радары, осуществляющие обнаружение, разрешение, сопровождение различных классов целей. Применение распределенной системы, основанной на ММО-технологии, позволяет в значительной степени улучшить характеристики разрешения объектов по углу. При этом возникает сложность в обеспечении когерентного режима обработки данных, поступающих с двух или более радаров. Данная статья посвящена описанию радиолокационной системы миллиметрового диапазона длин волн с улучшенной разрешающей способностью по угловой координате в сравнении с моностатической и вопросу обеспечения синхронизации радаров, входящих в исследуемую систему.

Цель работы. Повышение разрешающей способности по угловой координате распределенной радиолокационной системы при совместной когерентной обработке сигналов двух ММО-радаров.

Материалы и методы. Исследование разрешающей способности системы, состоящей из двух разнесенных радаров, проводилось экспериментально с использованием полнофункционального макета, для которого были разработаны алгоритмы фазовой синхронизации и совместной цифровой обработки сигналов, а также соответствующее программное обеспечение.

Результаты. Применение общего внешнего источника опорного сигнала в ММО-радаров позволяет реализовать когерентный режим работы системы. Использование двух ММО-радаров обеспечивает формирование бистатической виртуальной антенной решетки, что в 2 раза улучшает разрешающую способность по углу в сравнении с радаром, число приемных каналов которого в 2 раза меньше, чем размер бистатической виртуальной решетки.

Заключение. Экспериментальные исследования показывают увеличение разрешающей способности по угловой координате при формировании бистатической виртуальной антенной решетки. Использование внешнего опорного генератора позволяет обеспечить когерентный режим работы двух радаров и достигнуть точности взаимной синхронизации фаз в каналах бистатических подрешеток в несколько градусов.

Ключевые слова: бистатическая виртуальная решетка, ММО-радар, разрешающая способность по угловой координате, когерентная обработка сигналов, диаграмма направленности

Для цитирования: Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре / А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, А. В. Мякиньюков, Р. С. Фадеев, С. А. Шабалин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 35–50. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 24.07.2024; принята к публикации после рецензирования 16.10.2024; опубликована онлайн 28.02.2025



Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar

Andrey A. Kuzin, Stanislav E. Kuznetsov, Aleksandr V. Miakinkov,
Roman S. Fadeev, Semen A. Shabalin ✉

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

Abstract

Introduction. Intelligent driver assistance systems are increasingly employing radar systems to detect, resolve, and track various classes of targets. The use of MIMO-based distributed systems allow the characteristics of object resolution by angle to be significantly improved. However, this is associated with the difficulty to ensure a coherent mode of processing data entering from two or more radar systems. This work compares a millimeter wavelength range radar system with improved angular resolution with a monostatic system. The issue of ensuring synchronization of radars comprising the system under study is addressed.

Aim. To increase the angular resolution of a distributed radar system with tandem coherent signal processing of two MIMO radars.

Materials and methods. The resolution of a system consisting of two spaced radars was investigated experimentally using a fully functional layout. Algorithms for phase synchronization and collaborative digital signal processing, along with appropriate software, were developed.

Results. The use of a common external reference signal source in MIMO radars makes it possible to implement a coherent system operation mode. Placement of two spaced MIMO radars ensures the formation of a bistatic virtual antenna array, which doubles the angle resolution, compared with a radar whose number of receiving channels is two times smaller than the size of a bistatic virtual array.

Conclusion. The conducted experimental studies demonstrated an increase in angular coordinate resolution during the formation of a bistatic virtual antenna array. The use of an external reference generator ensures the coherent operation of two radars, improving the accuracy of mutual phase synchronization in the channels of bistatic subarrays by several degrees.

Keywords: bistatic virtual array, MIMO radar, angular coordinate resolution, coherent signal processing, radiation pattern

For citation: Kuzin A. A., Kuznetsov S. E., Miakinkov A. V., Fadeev R. S., Shabalin S. A. Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 35–50. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 24.07.2024; accepted 16.10.2024; published online 28.02.2025

Введение. Активные системы помощи водителю (Advanced Driver-Assistance System – ADAS) все шире применяются в современных автомобилях. Основным видом систем технического зрения, применяемых в ADAS, являются радары миллиметрового диапазона длин волн [1, 2]. Существующие решения в основном сводятся к использованию фронтальных и боковых радаров. Фронтальные радары классифицируются как радары дальнего действия, средней дальности и ближнего действия [3, 4]. Различные типы радаров используются для обеспечения той или иной функции ADAS и работают независимо друг от друга. Например, радары

дальнего действия или средней дальности могут применяться для обеспечения функции адаптивного круиз-контроля, ближнего действия – для обеспечения функции автоматического экстренного торможения. Часто функции радаров дальнего и ближнего действия объединяются в одном устройстве. При использовании одиночных радаров возникает ряд ограничений, которые не могут быть сняты в рамках концепции применения радара как одиночного автономного устройства. Одним из таких ограничений является разрешающая способность по угловым координатам, которая определяется размером апертуры применяемой антенны.

В ряде работ рассматриваются методы совместной обработки сигналов или данных в системе из нескольких радаров. Совместная обработка может реализовываться в когерентном [5–8] или некогерентном [9, 10] режиме. Повысить угловое разрешение системы по сравнению с разрешением, соответствующим одиночному радару, можно только при совместной когерентной обработке сигналов. Однако фазовая синхронизация разнесенных миллиметровых радаров – задача, требующая специальных способов решения.

В [8] рассмотрен метод когерентной обработки multiple-input-multiple-output (MIMO) в сети радиолокационных сенсорных узлов с непрерывной частотной модуляцией (Frequency Modulated Continuous Wave – FMCW) с независимым синтезом сигналов. Показано, что высокоточные бистатические измерения могут быть достигнуты так же, как и моностатические, без какого-либо внешнего когерентного интерфейса между узлами благодаря специальной методике коррекции фазового смещения. Это обеспечивает низкую стоимость соответствующего решения одновременно с высокой эффективностью.

Использование независимого синтеза сигналов в разных узлах системы приводит к росту фазового шума при реализации на выходе совместной обработки [8] и, как следствие, к снижению точности измерений. Лучшие результаты могут быть получены, если в системе имеется источник общего опорного сигнала, обеспечивающий синхронизацию всех узлов [5, 11, 12]. Этот класс систем обеспечивает наилучшую эффективность с точки зрения максимизации отношения сигнал-шум (ОСШ), разрешающей способности и точности.

В данной статье рассматривается работа распределенной радиолокационной системы автомобиля диапазона 76...77 ГГц с улучшенной разрешающей способностью по угловым координатам при совместной когерентной обработке сигналов. Анализируется подход, при котором распределенные элементы системы формируют антенную решетку, имеющую значительно большую апертуру, чем апертуры отдельных радаров.

Расположение радаров миллиметрового диапазона в десятках сантиметров друг от друга (например, 0.5 м) не позволяет использовать

их как разреженную антенную решетку, поскольку шаг такой решетки настолько больше длины волны, что период интерференционных лепестков сравним с шириной основного лепестка диаграммы направленности (ДН). Приемлемым способом увеличения когерентной апертуры и повышения углового разрешения является формирование MIMO-решетки с виртуальными элементами, соответствующими бистатическим парам, которые образованы передающими элементами решетки одного датчика и приемными элементами другого [6]. Соответствующая виртуальная решетка формируется вне апертур физических датчиков и располагается между ними. Поскольку апертура виртуальной бистатической решетки формируется как совокупность передающей и приемной апертур обоих радаров, ее размер больше, чем апертуры решеток каждого датчика. При формировании бистатической MIMO-решетки эхосигнал, соответствующий передатчику одного узла, преобразуется в низкочастотный сигнал с использованием подстраиваемого гетеродина другого узла.

Для фазовой синхронизации радаров в предлагаемой к рассмотрению системе рассматривается способ синхронизации генераторов, управляемых напряжением (ГУН), радаров за счет подачи внешнего опорного тактового сигнала.

Принципы формирования бистатической виртуальной решетки. Рассмотрим принцип построения бистатической виртуальной антенной решетки. Как известно [13], каждой паре передающей и приемной антенн в MIMO-радаре соответствует виртуальная приемопередающая антенна. Если рассмотреть систему из одной передающей антенны с ДН $F_{\Pi}(\alpha)$ и $N_{\text{пр}}$ приемных с ДН $F_{\text{пр}}(\alpha)$, получим $N_{\text{пр}}$ виртуальных приемопередающих антенн, каждая из которых имеет ДН $F_{\text{пп}}(\alpha) = F_{\Pi}(\alpha)F_{\text{пр}}(\alpha)$, а образованная ими виртуальная антенная решетка имеет ДН

$$\begin{aligned} F_{\text{вирт}}(\alpha) &= F_{\text{пп}}(\alpha)F_{\text{реш}}(\alpha) = \\ &= F_{\Pi}(\alpha)F_{\text{пр}}(\alpha)F_{\text{реш}}(\alpha), \end{aligned} \quad (1)$$

где $F_{\text{реш}}(\alpha)$ – множитель решетки, равный ДН антенной решетки, составленной из ненаправленных элементов. Если используется линейная

решетка, координаты виртуальных элементов определяются как координаты отсчетов пространственного сигнала, полученного вычислением свертки последовательности единичных импульсов, соответствующих положению физических передающих и приемных антенн [14]. При выполнении условия дальней зоны ДН виртуальной антенны не зависит от удаления передающих и приемных антенн друг от друга.

При добавлении к системе второго передатчика, излучающего сигнал, ортогональный сигналу первого передатчика, фазовые центры виртуальных антенн, соответствующих парам, образованным вторым передатчиком и теми же приемными антеннами, будут смещены относительно фазовых центров первой группы виртуальных антенн на расстояние, соответствующее расстоянию между передающими антеннами. Каждая из передающих антенн излучает сигнал, фазовый фронт которого в пространстве в силу ортогональности сигналу другого передатчика не складывается когерентно, т. е. ДН передающей антенны как антенной решетки не формируется. Следовательно, полученная система также сводится к совокупности одной передающей антенны с ДН $F_{\Pi}(\alpha)$ и приемной виртуальной антенны, элементами которой являются виртуальные элементы, образованные физическими приемными антеннами с первой и второй передающими антеннами. При этом ДН полученной приемопередающей антенны определяется выражением (1).

Таким образом, если разместить на бампере автомобиля 2 радара на некотором расстоянии

L_0 друг от друга, то можно для формирования виртуальных антенн использовать передающие и приемные антенны, принадлежащие разным радарам, при условии обеспечения их взаимной фазовой синхронизации. Виртуальную апертуру, полученную таким образом, будем называть бистатической виртуальной апертурой.

Рассмотрим пример конфигурации линейной виртуальной решетки (рис. 1), полученной при использовании двух линейных МИМО-радаров, имеющих конфигурацию 2Т4R (две передающие антенны и четыре приемные). Передающие антенны обозначены $\Pi_{i,j}$, где i – номер радара; j – номер передающей антенны. Приемные антенны обозначены $\text{Пр}_{i,k}$, где k – номер приемной антенны i -го радара. В предположении, что каждый из отдельных радаров реализует традиционную обработку МИМО, создаются две линейные моностатические виртуальные антенные решетки, состоящие из 8 элементов, которые обозначены $V_{i,j,k}$. Если расстояние между фазовыми центрами физических элементов приемной антенны обозначить d_{Rx} , то расстояние между передающими физическими элементами $d_{\text{Tx}} = 4d_{\text{Rx}}$. Расстояние d_{Rx} выбирают из условия однозначности измерения угловой координаты в заданном секторе углов. Это расстояние определяет также расстояние между виртуальными элементами МИМО-решетки: $d_{\text{вирт}} = d_{\text{Rx}}$.

Помимо моностатических виртуальных решеток можно рассмотреть бистатическую вир-

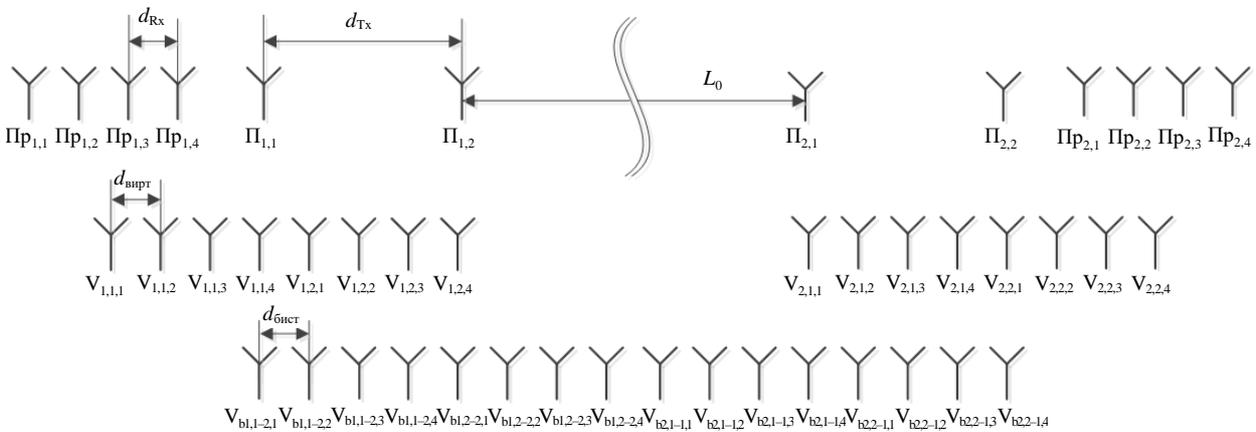


Рис. 1. Формирование виртуальных апертур двух разнесенных МИМО-решеток

Fig. 1. Formation of virtual apertures of two spaced MIMO arrays

туальную антенную решетку (рис. 1), элементы которой обозначены $V_{bi,j-m,k}$, где i – номер радара, у которого для формирования виртуального элемента используется передающая антенна с номером j ; m – номер радара, у которого используется приемная антенна с номером k . Эта виртуальная решетка представляет собой однородную линейную антенную решетку, состоящую из 16 элементов с расстоянием между элементами, равным $d_{\text{бист}} = d_{\text{Rx}}$. Ширина луча по азимуту (разрешение по азимуту) бистатической виртуальной решетки вдвое меньше, чем каждого из радаров.

Радары, используемые для формирования бистатической виртуальной ММО-решетки, должны быть взаимно ориентированы в соответствии со следующими требованиями.

Во-первых, расположение каналов передачи и приема у объединяемых радаров должно быть таким, чтобы формируемые бистатические виртуальные решетки, образованные передатчиками одного радара и приемниками другого, не перекрывались, а располагались в пространстве как продолжение друг друга. Наиболее эффективным способом взаимного расположения является зеркальное, как это показано в примере на рис. 1, а также схематично на рис. 2, б. Если радары расположить одинаково, две бистатические подрешетки Tx1-Rx2 и Tx2-Rx1 полностью перекрываются (рис. 2, а) и результирующая апертура не увеличивается, как и угловое разрешение. При зеркальном расположении две бистатические подрешетки разделяются в пространстве и общая апертура увеличивается.

Результирующая апертура $L_{\text{рез}} = 2L_{\text{бист}} + \Delta x_{\text{TxRx, гран}} - L_{\text{пр}}$, где $L_{\text{бист}}$ – размер бистатической подрешетки, сформированной передающими каналами одного радара и приемными каналами другого радара; $\Delta x_{\text{TxRx, гран}}$ – расстояние между крайними элементами передающей и приемной части каждого из радаров; $L_{\text{пр}}$ – расстояние между крайними элементами приемной антенны одного радара.

Во-вторых, для обеспечения взаимного смещения между бистатическими подрешетками необходимо выдерживать определенное расстояние $\Delta x_{\text{TxRx, Ц}}$ между геометрическими центрами передающей и приемной антенн каждого из радаров. В противном случае зеркальное расположение датчиков теряет смысл, поскольку обе бистатические подрешетки оказываются друг под другом. Часто передающие и приемные антенны отдельных ММО-радаров располагают друг под другом, совмещая их геометрические центры из соображений удобства компоновки антенны относительно выводов микросхемы приемопередатчика. Такие радары при объединении в сеть не позволят увеличить размер виртуальной апертуры свыше размера виртуальной апертуры каждого из радаров.

Наконец, расстояние между крайними элементами передающей и приемной части каждого из радаров $\Delta x_{\text{TxRx, гран}}$, которое, за вычетом размера приемной антенны одного радара, обуславливает расстояние между крайними элементами бистатических подрешеток, должно быть таким, чтобы при построении ДН ре-

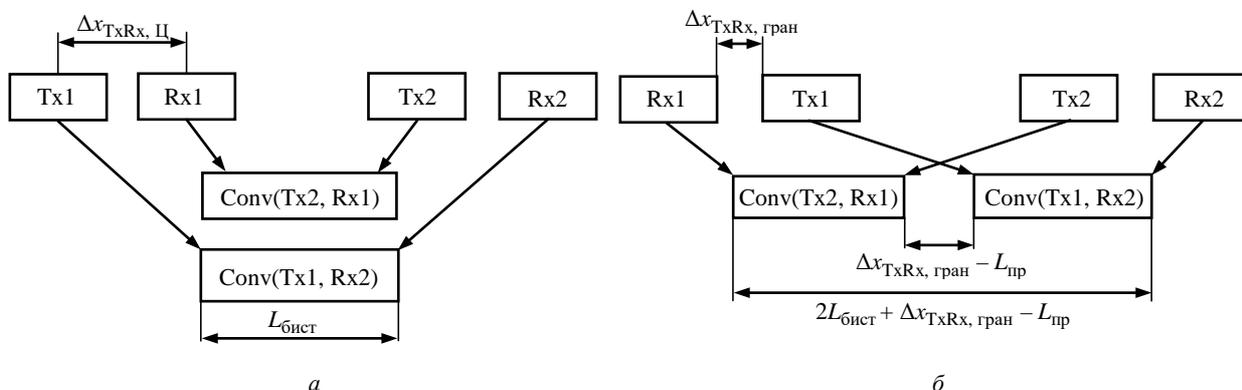


Рис. 2. Взаимное расположение радаров при формировании виртуальной решетки: а – одинаковое; б – зеркальное

Fig. 2. The relative location of radars during the formation of a virtual array: а – identical; б – mirrored

зультирующей бистатической виртуальной решетки не возникал разрыв между виртуальными бистатическими подрешетками. В противном случае возникнут интерференционные максимумы из-за разреженного характера объединенной решетки.

Проблема синхронизации при когерентном объединении. Требования к точности синхронизации. Ошибки фазовой синхронизации сигналов в каналах антенной решетки (АР) приводят к искажениям ДН. На рис. 3 показано влияние двух видов ошибок на ДН бистатической виртуальной решетки, образованной двумя радарными форматами 1T4R (одна передающая и четыре приемные антенны). Кривыми 1 и 3 показаны ДН соответственно одной бистатической подрешетки и полной виртуальной бистатической решетки для луча, сформированного по нормали к АР при отсутствии фазовых ошибок. Кривыми 2, 4 показана реализация ДН подрешетки и реализация полной бистатической решетки при наличии случайных нескомпенсированных фазовых сдвигов между каналами, равномерно распределенными в диапазоне $[-15^\circ, 15^\circ]$. Такие ошибки приводят к некоторому повышению уровня боковых лепестков, но не сказываются заметно на положении основного лепестка. Кривой 5 показана ДН бистатической виртуальной решетки для случая, когда между каналами, относящимися к разным подрешеткам (Tx1-Rx2 и Tx2-Rx1), имеется постоянный фазовый сдвиг 60° .

Видно, что при этом максимум ДН получает существенный сдвиг (примерно на 7°), а первый

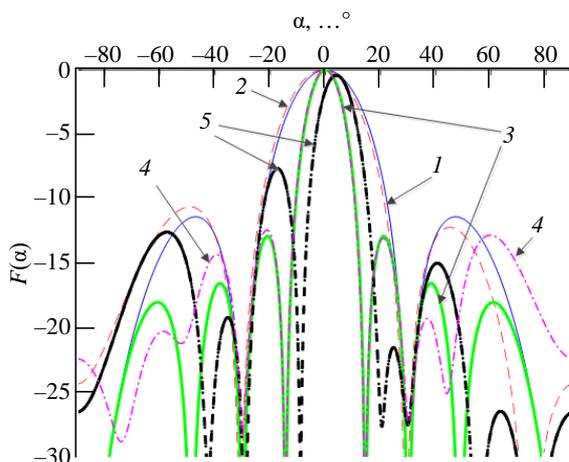


Рис. 3. Иллюстрация влияния случайных фазовых отклонений
Fig. 3. Illustration of the effect of random phase deviations

боковой лепесток возрастает примерно на 6 дБ. Если сдвиг между каналами подрешеток достигнет 180° , в направлении нормали сформируется ноль ДН вместо максимума. Таким образом, взаимные систематические сдвиги фаз между каналами бистатических подрешеток могут приводить к недопустимым искажениям ДН. Расчеты показывают, что случайные фазовые сдвиги между каналами как одиночных подрешеток, так и бистатической виртуальной решетки, при которых не возникает существенных искажений ДН, составляют единицы градусов.

Архитектура макета. Возможности фазовой синхронизации и совместной обработки сигналов в распределенной системе исследовались при помощи разработанного макета, состоящего из двух радаров диапазона 76...77 ГГц. В каждом из них для формирования бистатической виртуальной решетки доступно по одной передающей патч-антенне, представленной в виде столбца из печатных прямоугольных элементов (патчей), и восьми приемных столбцов аналогичной конструкции. Внешний вид антенн показан на рис. 4.

Оба радара имеют общий источник опорного тактового сигнала, который представляет собой кварцевый генератор с частотой 100 МГц. Кроме того, оба радара соединены друг с другом с помощью сигнала временной синхронизации (триггера).

Общая функциональная схема макета распределенной системы с учетом особенностей реализации представлена на рис. 5.

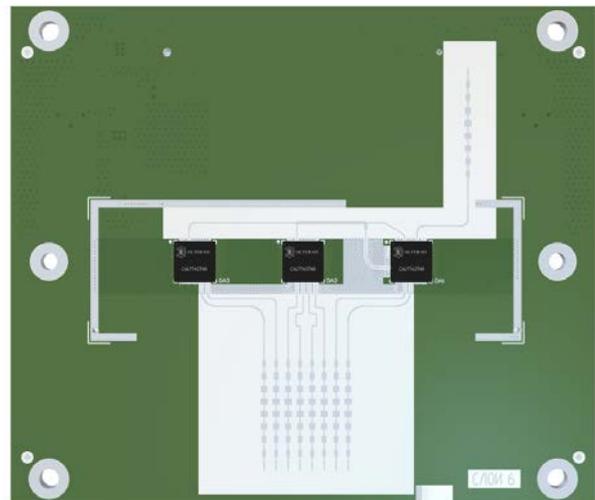


Рис. 4. Внешний вид макета антенны

Fig. 4. Antenna layout

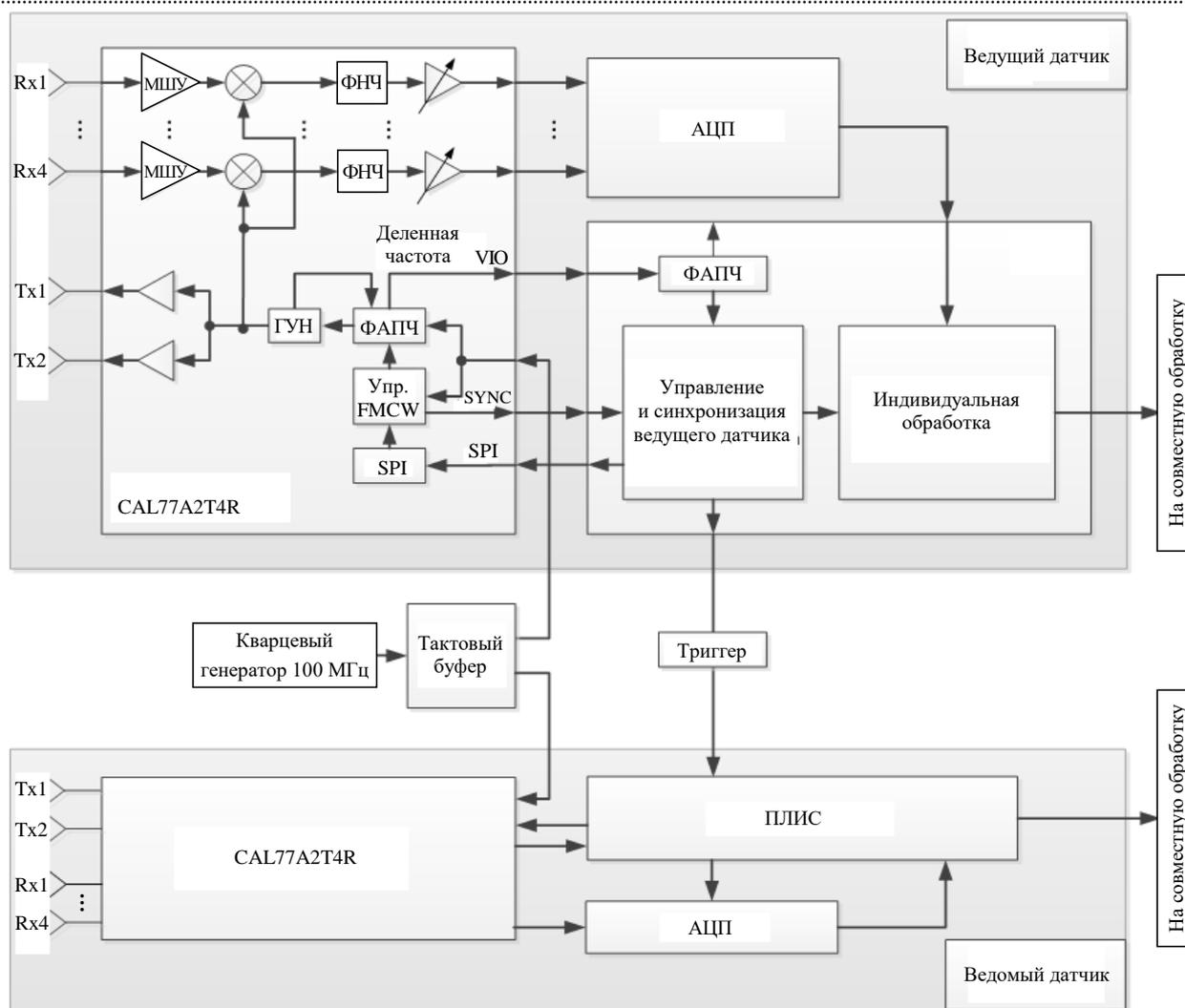


Рис. 5. Общая функциональная схема радиолокационной системы с учетом особенностей реализации
 Fig. 5. General functional scheme of the radar system, taking implementation features into account

Общий кварцевый генератор обеспечивает синхронизацию системы фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ в радиочастотной части каждого радара. Синхронизация цифрового вычислителя осуществляется специальным сигналом, формируемым делением частоты опорного тактового сигнала.

Микросхема приемопередатчика CAL77A2T4R используется в радиочастотной части обоих радаров. Эта микросхема объединяет четырехканальный гомодинный приемник, 2 передатчика, синтезатор частот и генератор радиолокационных сигналов с непрерывной частотной модуляцией. Часть системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) основана на использовании программируемой логической интегральной схемы ПЛИС, в которой реализован блок управления временной синхронизацией и индивидуальной обработкой сигналов.

Сигнал опорной частоты (тактовый сигнал) от общего кварцевого генератора проходит через тактовый буфер и поступает на тактовые входы микросхем радиочастотного приемопередатчика ведущего и ведомого радаров. Низкочастотный сигнал (20 МГц) используется для синхронизации цифровой обработки. Этот сигнал формируется внутри микросхемы CAL77A2T4R делением частоты опорного тактового сигнала. С выходного контакта VIO радиочастотного приемопередатчика он поступает на ПЛИС, где используется для генерации тактового сигнала для аналого-цифрового преобразователя АЦП и блока временной синхронизации.

Выходной сигнал синхронизации (триггер) блока управления синхронизацией ведущего датчика поступает на вход ведомого радара с помощью внешнего кабеля.

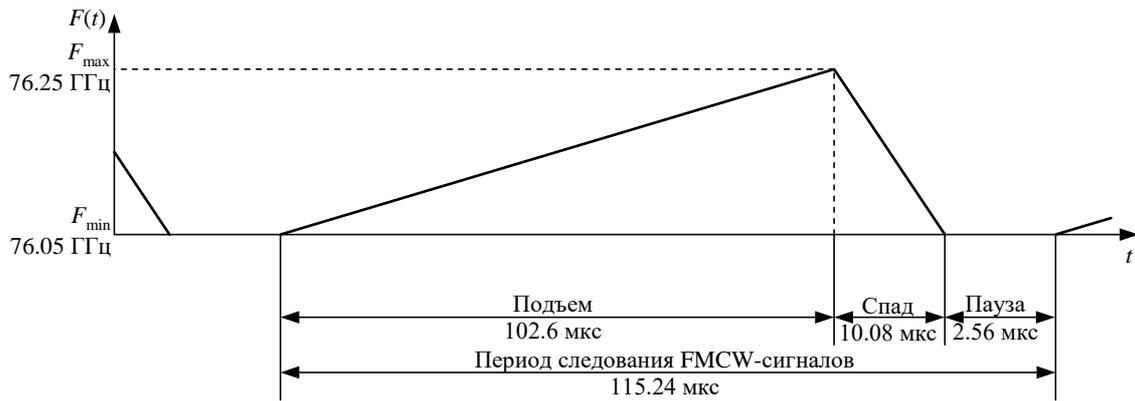


Рис. 6. Временные и частотные параметры перестройки частоты

Fig. 6. Time and frequency parameters of frequency tuning

Записанные во внутреннюю память ПЛИС обоих радаров отсчеты сигналов передаются по интерфейсу Ethernet для последующей совместной обработки на персональный компьютер.

Ведущий и ведомый радары макета имеют одинаковые параметры излучаемого сигнала. Используется квазинепрерывный периодический сигнал с линейной частотной модуляцией. Временные и частотные параметры перестройки частоты показаны на рис. 6. Основными параметрами сигнала являются: нижняя и верхняя граничные частоты $f_{\min} = 76.05$ ГГц; $f_{\max} = 76.25$ ГГц; время нарастания частоты $t_{\text{нар}} = 102.6$ мкс (рабочий участок, на котором формируются отсчеты сигнала в приемном тракте после гомодинного преобразования частоты); время спада $t_{\text{сп}} = 10.08$ мкс; пауза $t_{\text{пауз}} = 2.56$ мкс. Сумма перечисленных интерва-

лов образует период повторения периодов перестройки частоты $T_{\Pi} = 115.24$ мкс. Для накопления и обнаружения отраженного от цели сигнала используется 256 периодов повторения.

Также ведущий и ведомый датчики имеют одинаковые параметры АЦП: 12 бит, частота дискретизации 5 МГц.

Алгоритм синхронизации. Необходимая для совместной когерентной обработки сигналов фазовая синхронизация выполняется в 3 этапа. На первом этапе при включении питания радаров выполняется временная синхронизация. Ведущий датчик на синхронизирующем выходе своей микросхемы CAL77A2T4R формирует периодический сигнал, отображающий рабочий интервал каждого периода перестройки частоты (в течение которого формируются дискретные отсчеты АЦП). На рис. 7 показаны

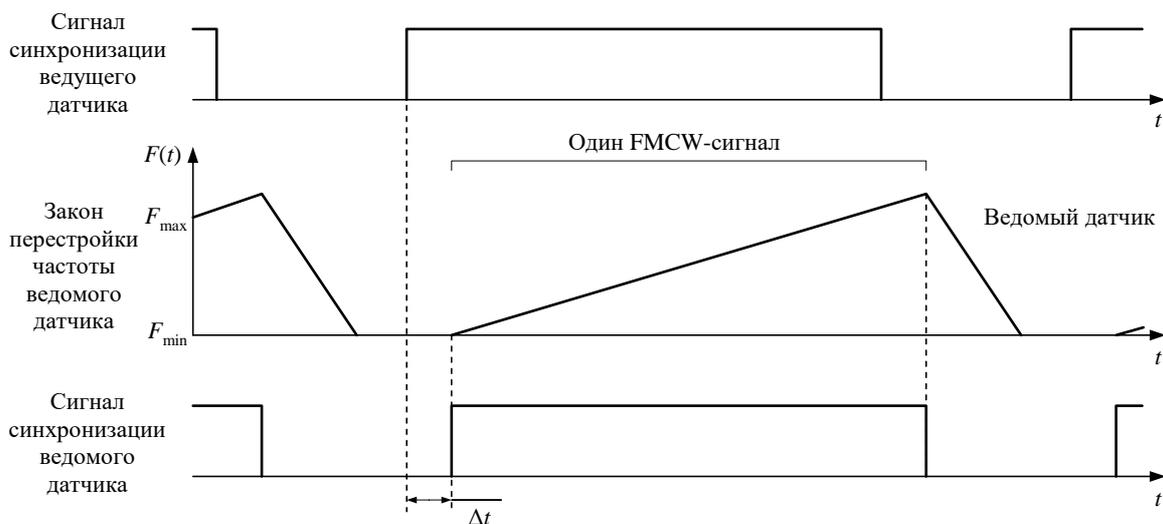


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов синхронизации и закона перестройки частоты

Fig. 7. Time diagrams of synchronization signals and the law of frequency tuning

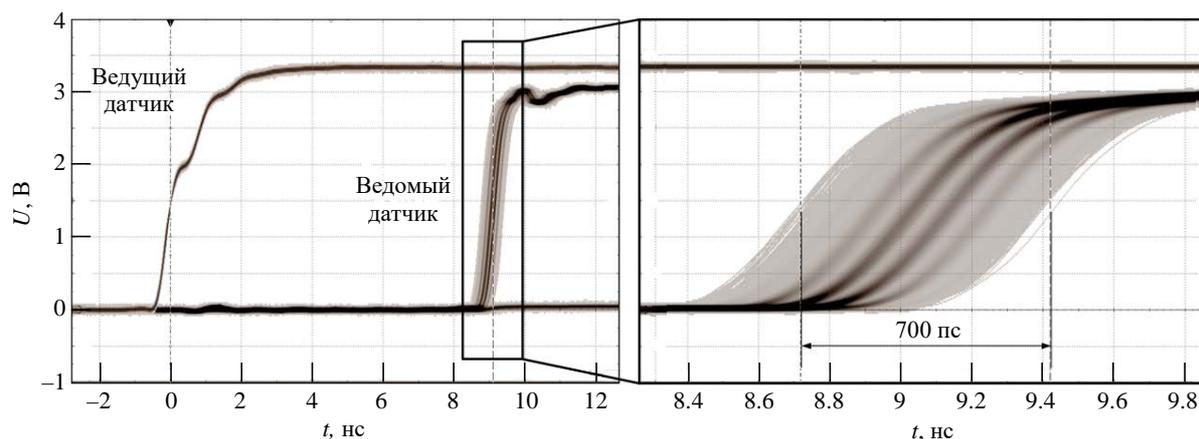


Рис. 8. Осциллограммы сигналов синхронизации ведущего и ведомого датчиков
 Fig. 8. Waveforms of the synchronization signals of the master and slave sensors

временные диаграммы сигналов синхронизации и закона перестройки частоты ведомого датчика. Временное положение стробов ведомого датчика подстраивается под временное положение сигнала синхронизации ведущего за счет реализации алгоритма на ПЛИС, основанного на подсчете числа тактовых импульсов на интервале действия строба. Этот алгоритм обеспечивает подстройку с точностью до периода сигнала тактовой частоты 100 МГц (10 нс). Таким образом, систематическая ошибка временной синхронизации для разных реализаций не выходит за пределы 10 нс.

Продолжительность процесса временной синхронизации составляет около 5 с. Далее микросхемы работают независимо. Осциллограммы сигналов синхронизации от CAL77A2T4R ведущего и ведомого датчиков показаны на рис. 8. Видно, что задержка сигнала синхронизации

ведомого радара относительно ведущего составляет около 9 нс. Она может меняться при каждом включении питания, но не превышает 10 нс.

Следует отметить, что в течение длительного интервала наблюдения (около 10 с) фронт синхросигнала ведомого датчика колеблется относительно фронта сигнала ведущего датчика. На рис. 8 также показан фронт сигнала ведомого радара в увеличенном масштабе. Дрожание фронта (джиттер) составляет около 700 пс ($\sim \pm 350$ пс).

На рис. 9 показаны частотные спектры $A(f)$ на выходах приемных каналов ведомого радара: прямого сигнала, излучаемого передатчиком ведущего радара, а также сигнала, отраженного от цели. Чтобы применить фазовую компенсацию в каналах приемника, необходимо сместить все спектральные составляющие на значение частоты прямого сигнала, взятое с обратным знаком. Оценка частоты

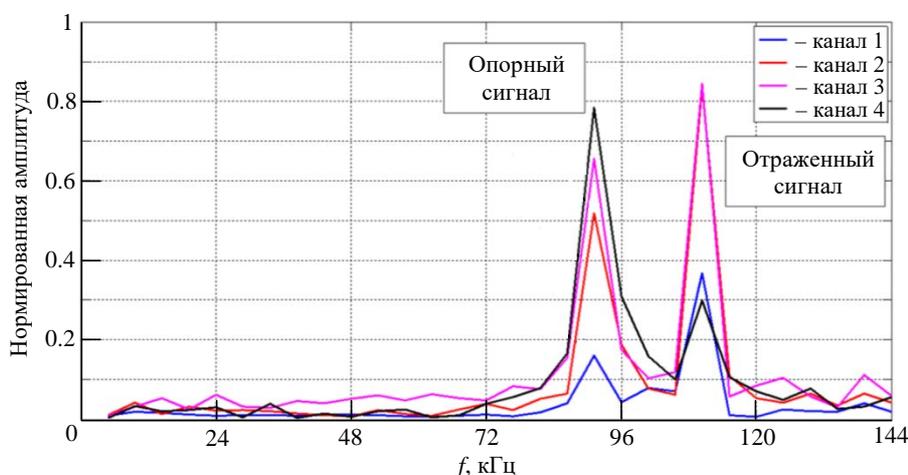


Рис. 9. Часть амплитудно-частотного спектра сигнала ведомого радара

Fig. 9. Part of the amplitude-frequency spectrum of the slave radar signal

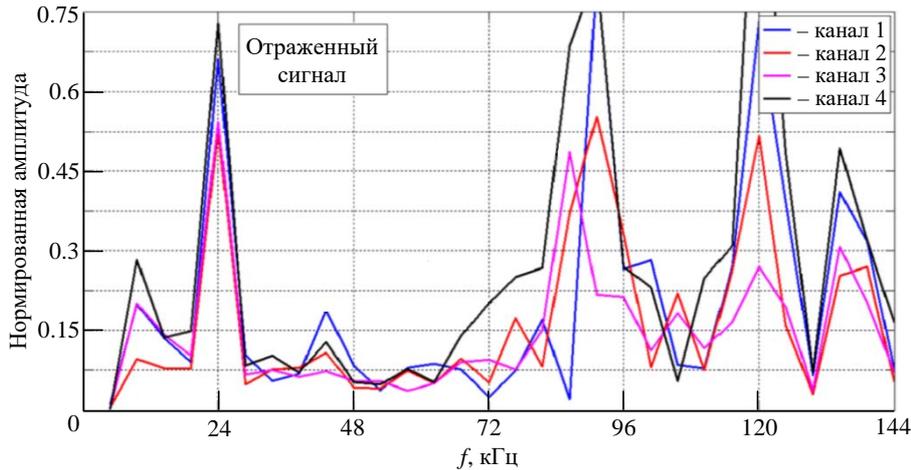


Рис. 10. Часть амплитудно-частотного спектра сигнала ведущего радара
 Fig. 10. Part of the amplitude-frequency spectrum of the master radar signal

прямого сигнала определяется по положению максимума спектра. Для повышения точности данной оценки использовался метод интерполяции максимума спектра параболой, построенной по трем точкам – отсчету с максимальной амплитудой и двум соседним [15]. Вид спектра $A(f)$ после выполнения частотного сдвига всех спектральных составляющих показан на рис. 10. Справа от спектральных составляющих, соответствующих угловым отражателям (УО), видны отражения от объектов окружающей обстановки. Для того чтобы отделить их от сигналов, отраженных от УО, обеспечивалась зона, свободная от отражений, на дальностях, меньших и больших, чем дальность до УО.

После выравнивания частот отраженных сигналов, соответствующих разным датчикам, вычислялась разность фаз между каналами, в том числе между каналами внутри каждой из подрешеток и каналами, соответствующими разным решеткам. Фазы в каналах привязывались к фазе одного из каналов, выбранного опорным. Вычислялись фазовые коэффициенты каждого канала, обеспечивающие компенсацию разности фаз каналов по отношению к опорному. На рис. 11 показаны зависимости фаз $\varphi(n)$ в четырех каналах одной бистатической подрешетки и четырех каналах другой бистатической подрешетки в зависимости от номера обзора n . Видно, что значения этих фаз остаются стабильными на интервале наблюдения.

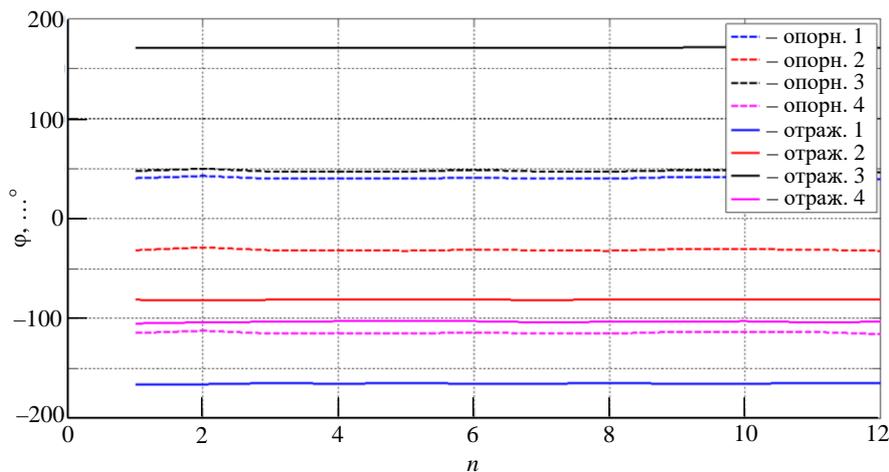


Рис. 11. Соотношения фаз комплексных амплитуд сигналов в приемных каналах между ведущим (опорный сигнал) и ведомым (отраженный сигнал) радарами

Fig. 11. Phase ratios of complex signal amplitudes in the receiving channels between the master (reference signal) and the slave (reflected signal) radars

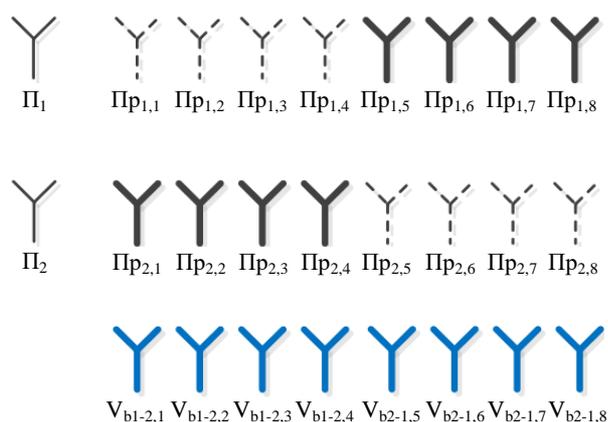


Рис. 12. Расположение физических и бистатических апертур для случая двух одинаково ориентированных радаров

Fig. 12. Positioning of physical and bistatic apertures for the case of two same-oriented LRRs

Результаты экспериментального исследования. Для эксперимента использовались 2 идентичных радара, антенны которых соответствуют рис. 4. Радары располагались вертикально друг над другом. Для формирования восьмиэлементной виртуальной бистатической решетки используются первый передатчик и 4 приемных канала второго радара, а также второй передатчик и 4 приемных канала первого радара, как это показано на рис. 12.

Сценарий проведения эксперимента иллюстрируется рис. 13. На расстоянии 5 м от распределенной радиолокационной системы устанавливали сначала один уголкового отражателя для проведения процедуры калибровки пространственных каналов, а затем 2 отражателя

на угловом расстоянии, в 2 раза меньшем, чем элемент разрешения по азимуту одной бистатической подрешетки. На рис. 13 обозначено: P1, P2 – радары, входящие в состав распределенной системы; УО – уголкового отражатель. Слева на рис. 13 – сценарий проведения амплитудно-фазовой синхронизации радаров, справа – исследование разрешающей способности когерентной распределенной системы. Также на рис. 13 схематично показаны ДН одной бистатической подрешетки (кривая 1) и полной бистатической виртуальной решетки (кривая 2).

Целью исследования являлась оценка повышения разрешающей способности бистатической виртуальной решетки по сравнению с одним радаром, имеющим в 2 раза меньше приемных каналов, чем виртуальная бистатическая решетка, а также по сравнению с одной бистатической подрешеткой с тем же числом каналов, что и одиночный радар. Для оценки углового разрешения вычисляли пространственный спектр отсчетов сигнала, полученных в каналах бистатической решетки.

На рис. 14 показаны графики амплитуд пространственных спектров в зависимости от угловой координаты α (азимут), полученных в каналах каждой из бистатических подрешеток (сформированных передатчиком одного из радаров и приемными каналами другого), а также в приемных каналах всей бистатической виртуальной решетки, образованной двумя подрешетками, до применения процедуры взаимной

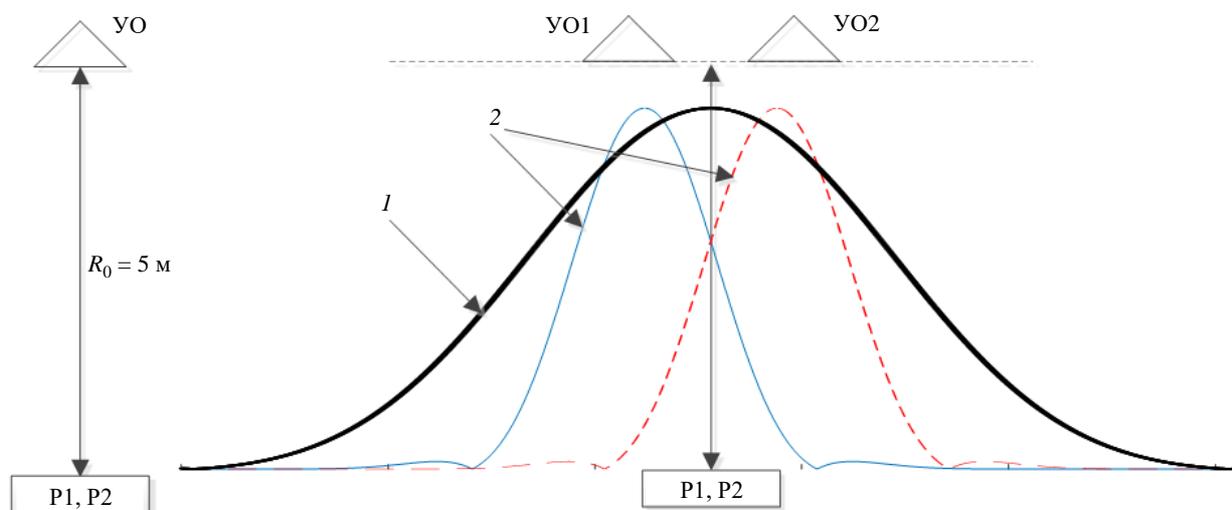


Рис. 13. Взаимное расположение радаров и УО

Fig. 13. Relative location of radars and corner reflector

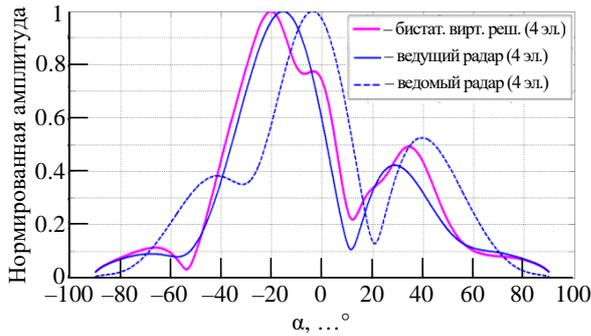


Рис. 14. Экспериментальный пространственный спектр перед процедурой фазирования по УО, установленному на угле 0° по азимуту

Fig. 14. Experimental spatial spectrum prior to the phasing procedure according to the corner reflector set at an angle of 0° in azimuth

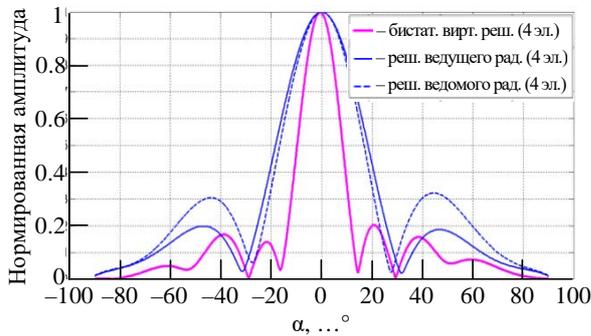


Рис. 15. Экспериментальный пространственный спектр после процедуры фазирования по УО, установленному на угле 0° по азимуту

Fig. 15. Experimental spatial spectrum following the phasing procedure according to the UO set at an angle of 0° in azimuth synchronization. Видно, что сужения пространственного спектра при объединении подрешеток не наблюдается. При этом боковые лепестки носят случайный характер.

На рис. 15 показаны бистатистические пространственные спектры при отражении сигнала от одного углового отражателя, расположенно-

го в направлении нормали, после процедуры фазирования приемных каналов. Видно, что ширина пространственного спектра в полной бистатистической решетке в 2 раза меньше, чем в каждой из подрешеток.

На рис. 16 показаны пространственные спектры отсчетов сигналов в каналах бистатистических подрешеток и полной бистатистической виртуальной решетки при расположении УО под углом -10° и $+10^\circ$ относительно нормали к антенной системе. Положение максимума пространственного спектра в каналах бистатистической виртуальной решетки соответствует направлению на УО.

Далее были проведены эксперименты по угловому разрешению двух угловых отражателей. На рис. 17, а, б показаны пространственные спектры, полученные с использованием виртуальной бистатистической решетки, соответственно до выполнения процедуры фазирования и после нее. Видно, что после фазирования каналов бистатистическая виртуальная решетка обеспечивает угловое разрешение двух УО, расположенных в направлениях -5° и 15° , которые не разрешаются при использовании четырех приемных каналов, соответствующих одному радару.

Также были построены пространственные спектры для физической приемной антенны из 8 элементов ведомого радара в бистатистическом режиме по сигналу от ведущего передатчика. Результаты представлены на рис. 18.

Заключение. Результаты экспериментального исследования распределенной радиолокационной системы транспортного средства, состоящей из двух разнесенных радаров, показывают, что фор-

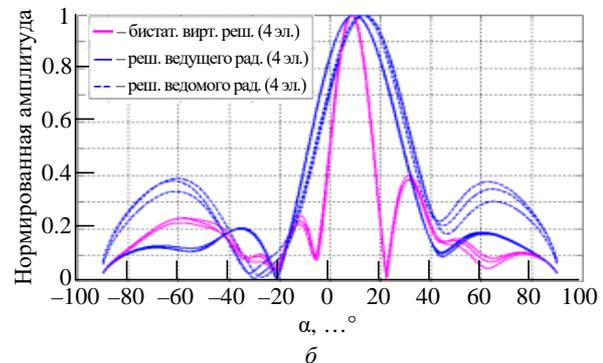
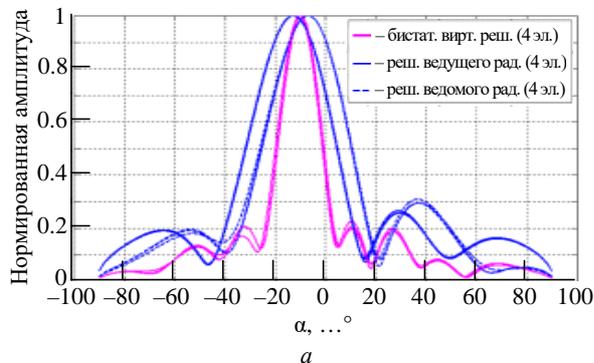


Рис. 16. Экспериментальные пространственные спектры для УО, установленных на направление -10° (а) и $+10^\circ$ (б) после процедуры фазировки

Fig. 16. Experimental spatial spectra for the corner reflector set to the direction of -10° (a) и $+10^\circ$ (b) following the phasing procedure

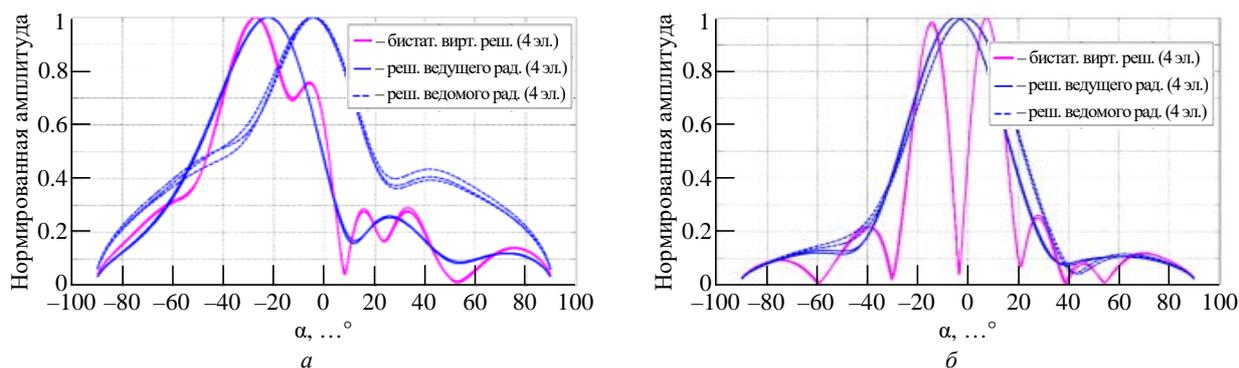


Рис. 17. Экспериментальные пространственные спектры для двух УО, находящихся на $+10^\circ$ и -10° , до процедуры фазирования (а) и после процедуры фазирования (б)

Fig. 17. Experimental spatial spectra for two corner reflectors located at $+10^\circ$ and -10° before the phasing procedure (a) and after the phasing procedure (b)

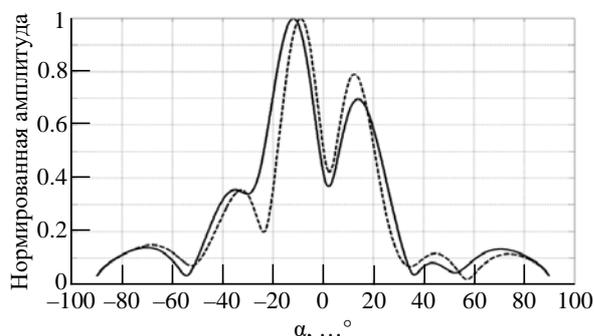


Рис. 18. Экспериментальные пространственные спектры двух УО на направлениях $\pm 10^\circ$ (штриховая линия) и $\pm 15^\circ$ (сплошная линия) в бистатическом режиме с использованием восьмизлементной приемной решетки (ведущий радар передающий, ведомый радар приемный)

Fig. 18. Experimental spatial spectra of two corner reflectors in the directions ± 10 and ± 15 in the bistatic mode using an eight-element receiving array (transmitting master radar, receiving slave radar)

мирование бистатической виртуальной антенной решетки позволяет повысить разрешающую способность по угловой координате в 2 раза по сравнению с разрешающей способностью каждого из радаров, входящих в состав системы.

Для обеспечения когерентной работы двух радаров были разработаны способ и алгоритм

синхронизации, основанные на использовании общего внешнего опорного сигнала. Предложенный способ обеспечивает точность взаимной синхронизации фаз в каналах бистатических подрешеток в несколько градусов. Такая погрешность, как показали теоретические расчеты, не оказывает заметного влияния на форму ДН и ширину луча, определяющие угловое разрешение.

Результаты обработки экспериментальных сигналов продемонстрировали повышение разрешающей способности в 2 раза. Это подтверждается отдельным обнаружением сигналов от двух угловых отражателей, которые не могут быть разрешены радаром, число приемных каналов которого в 2 раза меньше, чем размер бистатической виртуальной решетки. Были получены пространственные спектры сигналов в раскрытие бистатической виртуальной апертуры для двух отражателей, отстоящих друг от друга на 20 и 30° . Эти пространственные спектры содержат 2 отдельных максимума в отличие от спектров, соответствующих каждой из подрешеток.

Авторский вклад

Кузин Андрей Алексеевич – проведение экспериментального исследования и построение пространственных спектров сигналов точечных целей, расположенных на заданных направлениях.

Кузнецов Станислав Евгеньевич – проведение процедуры фазирования подрешеток, входящих в состав радарной системы; правка текста.

Мякинков Александр Валерьевич – разработка и проведение математического моделирования антенн радаров; описание и формирование архитектуры бистатической виртуальной решетки; анализ разрешающих свойств системы; оформление основных результатов и выводов.

Фадеев Роман Сергеевич – проведение экспериментального исследования и реализация алгоритма синхронизации для совместной когерентной обработки сигналов.

Шабалин Семен Андреевич – построение топологий антенных решеток радаров; редактирование и правка текста; подбор литературы.

Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре
 Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar

Author's contribution

Andrey A. Kuzin, experimental study and constructing spatial spectrums of signals of point targets located in specified directions.

Stanislav E. Kuznetsov, carrying out the procedure for phasing the subarrays that are part of the radar system; text editing.

Aleksandr V. Miakinkov, development and implementation of mathematical modeling of radar antennas; description and formation of the architecture of a bistatic virtual array; analysis of the resolving properties of the system; design of the main results and conclusions.

Roman S. Fadeev, experimental study and implementation of the synchronization algorithm for collaborative coherent signal processing.

Semen A. Shabalin, radar antenna array topologies design; text editing; literature selection.

Список литературы

1. Automotive RADAR / H. Winner, S. Hakuli, F. Lotz, C. Singer // Handbook of Driver Assistance Systems. Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort. Cham: Springer, 2016. P. 325–403. doi: 10.1007/978-3-319-12352-3_17
2. Waldschmidt C., Hasch Ju., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, iss. 1. P. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
3. Development of the Automotive Radar for the Systems of Adaptive Cruise Control and Automatic Emergency Breaking / V. N. Burov, A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, A. D. Pluzhnikov, A. G. Ryndyk, R. S. Fadeev, S. A. Shabalin, P. S. Rogov // Proc. of 2019 Intern. Conf. on Engineering and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019
4. Кузин А. А., Мякинков А. В., Шабалин С. А. Особенности конструкции антенных решеток автомобильных радаров, построенных на основе передающих и приемных многоэлементных модулей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 3. С. 39–48. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-39-48
5. Артюхин И. В. Двумерный алгоритм с последовательной оценкой углов прихода сигналов в системе когерентных распределенных автомобильных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами // Russian Technological J. 2024. Т. 12, № 3. С. 65–77. doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77
6. Coherent Automotive Radar Networks the Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping / M. Gottinger, M. Hoffmann, M. Christmann, M. Schütz, F. Kirsch, P. Gulden, M. Vossiek // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, iss. 1. P. 149–163. doi: 10.1109/JMW.2020.3034475
7. Steiner M., Osman K. S., Waldschmidt C. Cooperative Target Detection in a Network of Single-Channel Radar Sensors // GeMiC, Stuttgart, Germany, 25–27 March 2019. IEEE, 2019. doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698131
8. Frischen A., Hakobyan G., Waldschmidt C. Coherent Measurements with MIMO Radar Networks of Incoherent FMCW Sensor Nodes // IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2020. Vol. 30, iss. 7. P. 721–724. doi: 10.1109/LMWC.2020.2998081
9. Oprisan D., Rohling H. Tracking Systems for Automotive Radar Networks // RADAR. 2002. Edinburgh, UK, 15–17 Oct. 2002. IEEE, 2002. doi: 10.1109/RADAR.2002.1174714
10. Fölster F., Rohling H., Lübbert U. An Automotive Radar Network Based On 77GHz FMCW Sensors // IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 09–12 May 2005. IEEE, 2005. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435950
11. Coherent Multistatic MIMO Radar Networks Based on Repeater Tags / B. Meinecke, M. Steiner, J. Schlichenmaier, J. Hasch, C. Waldschmidt // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019. Vol. 67, iss. 9. P. 3908–3916. doi: 10.1109/TMTT.2019.2916796
12. OFDM-Based Radar Network Providing Phase Coherent DOA Estimation / D. Werbunat, B. Meinecke, B. Schweizer, J. Hasch, C. Waldschmidt // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, iss. 1. P. 325–336. doi: 10.1109/TMTT.2020.3026041
13. Donnet B., Longstaff I. D. MIMO Radar, Techniques and Opportunities // European Radar Conf., Manchester, UK, 13–15 Sept. 2006. IEEE, 2006. P. 112–115. doi: 10.1109/EURAD.2006.280286
14. Li Jian, Petre Stoica. MIMO Radar Signal Processing. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2008. 472 p.
15. Epperson J. F. An introduction to numerical methods and analysis. New York: John Wiley & Sons, 2002. 556 p.

Информация об авторах

Кузин Андрей Алексеевич – кандидат технических наук (2013), доцент (2024), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева. Автор 47 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. П. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Кузнецов Станислав Евгеньевич – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2003, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева), старший преподаватель кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов. Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

Мякинков Александр Валерьевич – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Директор института радиоэлектроники и информационных технологий НГТУ. Автор 120 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Фадеев Роман Сергеевич – кандидат технических наук (2017), доцент (2024), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Шабалин Семен Андреевич – кандидат технических наук (2024), ассистент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера интересов: радиолокация; антенны; СВЧ-устройства.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>

References

1. Winner H., Hakuli S., Lotz F., Singer C. Automotive RADAR. Handbook of Driver Assistance Systems. Basic Information, Components and Systems for Active Safety and Comfort. Cham, Springer, 2016, pp. 325–403.

doi: 10.1007/978-3-319-12352-3_17

2. Waldschmidt C., Hasch Ju., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems. IEEE J. of Microwaves. 2021, vol. 1, iss. 1, pp. 135–148.

doi: 10.1109/JMW.2020.3033616

3. Burov V. N., Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Pluzhnikov A. D., Ryndyk A. G., Fadeev R. S., Shabalin S. A., Rogov P. S. Development of the Automotive Radar for the Systems of Adaptive Cruise Control and Automatic Emergency Breaking. Proc. of 2019 Intern. Conf. on Engineering and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019.

doi: 10.1109/EnT47717.2019

4. Kuzin A. A., Miakinkov A. V., Shabalin S. A. Design Features of Antenna Arrays of Automotive Radars Based on Transmitting and Receiving Multi-Element Modules. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 3, pp. 39–48. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-39-48

5. Artyukhin I. V. High-resolution 2D-DoA Sequential Algorithm of Azimuth and Elevation Estimation in Automotive Distributed System of Coherent MIMO Radars.

Russian Technological J. 2024, vol. 12, no. 3, pp. 65–77.

doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77

6. Gottinger M., Hoffmann M., Christmann M., Schütz M., Kirsch F., Gulden P., Vossiek M. Coherent Automotive Radar Networks the Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping. IEEE J. of Microwaves. 2021, vol. 1, iss. 1, pp. 149–163.

doi: 10.1109/JMW.2020.3034475

7. Steiner M., Osman K. S., Waldschmidt C. Cooperative Target Detection in a Network of Single-Channel Radar Sensors. GeMiC, Stuttgart, Germany, 25–27 March 2019. IEEE, 2019.

doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698131

8. Frischen A., Hakobyan G., Waldschmidt C. Coherent Measurements with MIMO Radar Networks of Incoherent FMCW Sensor Nodes. IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2020, vol. 30, iss. 7, pp. 721–724.

doi: 10.1109/LMWC.2020.2998081

9. Oprisan D., Rohling H. Tracking Systems for Automotive Radar Networks. RADAR. 2002. Edinburgh, UK, 15–17 Oct. 2002. IEEE, 2002.

doi: 10.1109/RADAR.2002.1174714

10. Fölster F., Rohling H., Lübbert U. An Automotive Radar Network Based On 77GHz FMCW Sensors. IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 09–12 May 2005. IEEE, 2005.

doi: 10.1109/RADAR.2005.1435950

11. Meinecke B., Steiner M., Schlichenmaier J., Hasch J., Waldschmidt C. Coherent Multistatic MIMO Radar Networks Based on Repeater Tags. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019, vol. 67, iss. 9, pp. 3908–3916.

doi: 10.1109/TMTT.2019.2916796

12. Werbunat D., Meinecke B., Schweizer B., Hasch J., Waldschmidt C. OFDM-Based Radar Network Providing Phase Coherent DOA Estimation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021, vol. 69, iss. 1, pp. 325–336.

doi: 10.1109/TMTT.2020.3026041

13. Donnet B., Longstaff I. D. MIMO Radar, Techniques and Opportunities. European Radar Conf., Manchester, UK, 13–15 Sept. 2006. IEEE, 2006, pp. 112–115.

doi: 10.1109/EURAD.2006.280286

14. Li Jian, Petre Stoica. MIMO Radar Signal Processing. New Jersey, Wiley-IEEE Press, 2008, 472 p.

15. Epperson J. F. An Introduction to Numerical Methods and Analysis. New York, John Wiley & Sons, 2002, 556 p.

Information about the authors

Andrey A. Kuzin, Cand. Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 47 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Stanislav E. Kuznetsov, Master of Engineering and Technology in Radio Engineering (2003, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev), Senior lecturer of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

Aleksandr V. Miakinkov, Dr Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2010), Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. Director of the Institute of Radio Electronics and Informational Technology NNSTU. The author of 120 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Roman S. Fadeev, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Semen A. Shabalin, Cand. Sci. (Eng.) (2024), Assistant of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; antennas and microwave devices.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>
