

## Способ пространственной обработки для радара системы контроля железнодорожного переезда

А. А. Кузин, А. В. Мякинков, К. С. Фомина, С. А. Шабалин✉

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

✉shabalin.semyon@yandex.ru

### Аннотация

**Введение.** Железнодорожный (ж/д) переезд является источником повышенной опасности как для автомобилей, так и для пешеходов. Для повышения безопасности движения в зоне ж/д переезда могут быть использованы радарные системы. В качестве антенн данных систем зачастую выступают антенные решетки (АР). Основными требованиями, предъявляемыми к радару на ж/д переезде, являются широкий сектор обзора (до 90°) и в то же время высокая точность определения координат целей. Является актуальным анализ способа построения АР и пространственной обработки для автоматической системы контроля движения на ж/д переезде, позволяющий обеспечить выполнение указанных требований.

**Цель работы.** Разработка способа построения топологии АР и пространственной обработки радара для контроля движения на ж/д переезде, с помощью которого достигается широкий сектор обзора при высокой точности определения координат целей.

**Материалы и методы.** Для рассматриваемого способа построения АР использованы методы теории пространственно-временной обработки сигналов. Разработка анализируемых топологий АР выполнялась методом конечных элементов и методом конечных разностей на базе отрезков микрополосковой линии передачи.

**Результаты.** Разработаны способ построения заполненной приемно-передающей АР и алгоритм формирования лучей, обеспечивающие высокое угловое разрешение и однозначное измерение угловых координат цели в широком секторе обзора при относительно низкой вычислительной сложности. Выполнено математическое и электродинамическое моделирование спроектированных топологий АР. Получены уточненные оценки диаграмм направленности (ДН) передающей и приемной АР, которые с высокой степенью точности совпадают с расчетными. Представлены основные конструктивные решения, касающиеся построения АР радара системы безопасности переезда, для обеспечения широкого сектора обзора при определении координат целей.

**Заключение.** Показано, что ширина результирующей ДН АР может быть уменьшена в несколько раз по сравнению с шириной ДН приемной решетки при использовании двух передающих антенн, расположенных по краям апертуры. Такой подход во многом аналогичен использованию технологии ММО, но не требует обеспечения когерентности каналов передачи и применения системы ортогональных сигналов, что также определяет перспективность использования разработки.

**Ключевые слова:** антенная решетка, радар миллиметрового диапазона волн, суммарно-разностный метод, диаграмма направленности, микрополосковая линия

**Для цитирования:** Кузин А. А., Мякинков А. В., Фомина К. С., Шабалин С. А. Способ пространственной обработки для радара системы контроля железнодорожного переезда // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 42–55. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-42-55

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.04.2022; принята к публикации после рецензирования 01.06.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

## A Method of Spatial Processing for a Railway Crossing Control Radar System

Andrey A. Kuzin, Aleksandr V. Miakinkov, Ksenia S. Fomina, Semen A. Shabalin✉

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

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

### Abstract

**Introduction.** Railway crossing is a source of increased danger for vehicles and pedestrians. To increase the safety of traffic at railway crossings, radar systems based on antenna arrays (AA) can be used. The important requirements for radar at a railway crossing are a wide field of view (up to 90 degrees) and, at the same time, a high accuracy in determining coordinates. Therefore, an analysis of methods for constructing AAs and spatial processing for an automatic traffic control system at a railway crossing seems to be a relevant research task.

**Aim.** Design of a method for constructing the topology of an AA and spatial processing of a radar system for monitoring traffic at a railway crossing, providing a wide field of view with a high accuracy in determining the coordinates of targets.

**Materials and methods.** The considered method was developed based on the theory of space-time signal processing. The design of the analyzed AA topologies was carried out by the finite element method (FEM) and the finite difference time domain method (FDTD) based on segments of a microstrip transmission line.

**Results.** A method for constructing a filled transceiver antenna array and a beamforming algorithm, which provide high angular resolution and unambiguous measurement of the target's angular coordinates in a wide field of view with relatively low computational complexity, was developed. Mathematical and electrodynamic modeling of the designed AA topologies was performed. Adjusted values of the radiation patterns (RP) of the transmitting and receiving AA were obtained, which showed good agreement with the calculated values. The main design solutions regarding the construction of AA radar for a railway crossing control system are presented to provide a wide field of view when determining the coordinates of targets.

**Conclusion.** It was shown that the width of the resulting RP can be reduced by several times compared to the width of the receiving RP when using two transmitting antennas located at the edges of the aperture. This approach is similar to that used in the MIMO technology, although requiring no coherence of transmission channels and use of a system of orthogonal signals. The findings determine the prospects of using the developed method.

**Keywords:** antenna array, millimeter wave radar, sum-difference method, directivity pattern, microstrip line

**For citation:** Kuzin A. A., Miakinkov A. V., Fomina K. S., Shabalin S. A. A Method of Spatial Processing for a Railway Crossing Control Radar System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 42–55. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-42-55

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

Submitted 28.04.2022; accepted 01.06.2022; published online 29.11.2022

**Введение.** Радарные системы способны решать проблемы, связанные с контролем стратегических объектов. Одним из таких объектов может быть железнодорожный (ж/д) переезд, который является источником повышенной опасности для транспортных средств и поездов. Каждый год в России происходит несколько сотен происшествий на ж/д переездах. Для решения данной проблемы необходимо использовать автоматические системы для предупреждения приближающегося поезда о возникшей на переезде аварийной ситуации (например, автомобиль, остановившийся из-за поломки).

К системам, осуществляющим контроль ж/д переездов, предъявляются строгие требования. В частности, согласно постановлению Правительства РФ вероятность опасного отказа системы во временном интервале 2 с должна быть не более  $10^{-10}$  [1]. Опасным отказом считается невыполнение отправки машинисту приближающегося поезда сообщения о наличии препятствия на переезде. Таким образом, обеспечение требуемого уровня вероятности опасных отказов определяет в том числе требования к характеристикам обнаружения, используемым в системе.

Для обнаружения объектов на ж/д переездах могут быть использованы сенсоры оптического диапазона – камеры и лидары. Главным их недостатком является резкое снижение характеристик при плохих погодных условиях. Радарная система не имеет данного недостатка и может рассматриваться как всепогодное устройство. В [2] рассмотрена встроенная радарная система, которая включает в себя несколько моностатических радаров и для повышения надежности обнаружения просветные радары [3], которые имеют относительно низкие характеристики в отношении разрешения и точности, но обеспечивают высокую надежность обнаружения.

Для работы радара ближнего действия, к которым можно отнести ж/д радар, возможно использование частот, соответствующих длинам волн от дециметрового до миллиметрового диапазона. В дециметровом и сантиметровом диапазонах удобно использовать частоты вблизи 2,4 и 5 ГГц, которые соответствуют диапазону Wi-Fi. В соответствии с планом радиочастот РФ в этих диапазонах выделяются полосы частот для работы систем ближней радиосвязи, которые не влияют на работу других систем, а потому не требуют специальной сертификации. С точки зрения величины эффективной площади рассеяния (ЭПР) целей, ожидаемых на ж/д переезде, эти диапазоны также подходят, так как отношение размера цели  $L_{ц}$  к длине волны  $\lambda$  оказывается много больше единицы ( $L_{ц}/\lambda \gg 1$ ). Одним из недостатков радаров, работающих в данных диапазонах, является относительно большой размер антенн, обеспечивающих необходимую ширину диаграммы направленности (ДН). Например, при формировании ДН с шириной луча  $5^\circ$  с использованием антенной решетки (АР) 5 ГГц размер апертуры должен быть более 60 см, что не всегда приемлемо для размещения в условиях инфраструктуры переезда. В диапазонах Wi-Fi для систем ближнего действия выделена относительно узкая полоса частот (не более 83 МГц в диапазоне 5 ГГц), что ограничивает возможности по разрешению целей по дальности. Кроме того, скорость транспортных средств, которые необходимо обнаружить на ж/д переезде, обычно невелика. При этом важным тре-

бованием к системе является высокая надежность при различении транспортных средств, движущихся через переезд и совершивших на нем вынужденную остановку. Опасной ситуацией по требованиям к радарам на ж/д переезде считается ложное решение о том, что объект движется со скоростью не менее 2 км/ч, в то время как он полностью остановился. С точки зрения повышения разрешения по радиальным скоростям выгодно использовать диапазоны с меньшей длиной волны.

Среди субмиллиметрового и миллиметрового диапазонов следует выделить диапазоны 24.05...24.25 и 76...77 ГГц, которые широко используются для построения автомобильных радаров в системах ADAS (Advanced Driver-Assistance System) [4–7] и системах контроля дорожного движения. На данный момент существуют подобные решения по использованию миллиметровых радаров для обнаружения объектов на железнодорожных переездах [8, 9]. Стоит отметить, что радары в диапазоне 77 ГГц, обладающие явными преимуществами по разрешающей способности, более чувствительны к погодным условиям [10]. С учетом всего вышеизложенного при проектировании радарной системы, осуществляющей контроль ж/д переезда, выбор был сделан в пользу частотного диапазона 24 ГГц.

Следует отметить, что использование готовых решений в виде автомобильных радаров для построения подобных систем недопустимо в первую очередь из-за недостаточно высоких требований к функциональной надежности. Кроме того для ж/д радара форма и размер контролируемой зоны, а также способ ее разделения на элементы разрешения сильно отличаются от случая автомобильного радара. При этом одним из ключевых компонентов радара, определяющих конфигурацию зоны обнаружения, является АР, интегрированная в высоконадежный приемопередающий модуль.

Особенностями предъявляемых требований к радарам при обнаружении объектов на ж/д переезде являются широкий сектор обзора (до  $90^\circ$ ) и в то же время высокая точность определения координат. Последнее требование предполагает относительно высокое разрешение по угловым координатам (несколько градусов).

Очевидным решением данной задачи является использование АР, имеющей достаточно большое число каналов приема (более 20). Такое решение приводит к удорожанию радара. Кроме того, в выбранном диапазоне частот существующие приемно-передающие модули характеризуются малым количеством каналов, приходящихся на каждый модуль. Следует отметить, что широкий сектор обзора исключает уменьшение числа каналов путем объединения отдельных элементов АР в подрешетки, так как такой подход приводит к возникновению интерференционных максимумов [11, 12], подавление которых является отдельной технической задачей [11–13]. В свою очередь, появление данных максимумов приводит к неоднозначности измерения углов.

В [14] рассмотрен метод построения АР, основанный на разделении как приемной, так и передающей фазированной антенной решетки (ФАР) на подрешетки. В частности, предлагается уменьшать ширину лучей за счет увеличения приемной апертуры, состоящей из подрешеток. Для обеспечения подавления интерференционных максимумов предлагается формировать на передачу поочередно лучи, направления которых смещены относительно друг друга на шаг, определяющий сектор однозначного измерения угла. Основным недостатком этого метода являются большие размеры антенны из-за того, что угловое разрешение определяется только апертурой приемника. В этом случае требуется наличие нескольких передатчиков с АР, имеющими секторные ДН. С другой стороны, обеспечивается более высокий коэффициент усиления, чем в радаре со всенаправленным передатчиком.

Другой подход состоит в применении технологии ММО (Multiple In Multiple Out), которая может привести к снижению аппаратных затрат [8, 9, 15, 16] при увеличении вычислительной сложности. Как известно, при использовании ММО один из компонентов – передающий или приемный – является разреженным [15–17]. В связи этим одним из недостатков ММО-технологии являются потери энергии [18], которые связаны с тем, что эффективная апертура ММО-решетки заведомо меньше, чем апертура классической заполненной АР при том же

уровне разрешения по угловым координатам. Эффективная площадь разреженной решетки уменьшается в число раз, соответствующее отношению расстояния между фазовыми центрами элементов к половине длины волны. Еще одним ограничивающим фактором для реализации ММО-решетки является упомянутая особенность приемопередатчиков диапазона 24 ГГц, связанная с малым количеством каналов на модуль, что требует их взаимной фазовой синхронизации через внешние цепи, что, в свою очередь, является сложной задачей.

В [18] анализируются варианты построения АР автомобильного радара, в частности, приемная решетка, состоящая из "расшитой" части, обеспечивающей работу в так называемой ближней зоне, где необходимо обеспечить однозначность измерений в широком секторе углов. Кроме того, подрешетки, состоящие из двух и четырех столбцов, позволяют при небольшом увеличении числа каналов значительно улучшить разрешение по азимуту в "дальней" зоне, где зона обзора значительно уже и возникающие интерференционные максимумы в значительной степени подавляются ДН передающей антенны.

Стоит отметить, что для достижения оптимального сочетания эффективности в энергетическом плане и разрешения элементы передающей и приемной антенн целесообразно располагать таким образом, чтобы либо приемные, либо передающие излучатели находились на краях апертуры решетки. При наличии передающих каналов по краям и приемных каналов в центре именно апертура передающей сильно разреженной решетки определяет разрешение, так как апертура такой антенны максимальна.

**Методы исследования.** Структурные элементы [18] и топологии АР построены по результатам теоретического анализа, выполненного на основе теории обнаружения и разрешения сигналов, теории пространственно-временной обработки сигналов в АР и математического моделирования, реализованного в MATLAB. Кроме того, для обуздания ДН приемной антенны применяется амплитудный суммарно-разностный метод формирования луча.

Электромагнитное моделирование выполнено в пакете системы автоматизированного

проектирования ADS (Advanced Design System) методами конечных элементов и конечных разностей [19, 20] с использованием постобработки результатов моделирования.

Один из вариантов построения АР исследовался экспериментально при помощи изготовленного прототипа в условиях реального ж/д переезда.

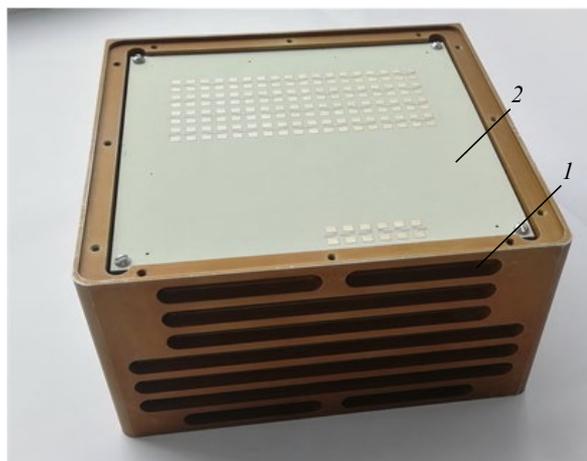
**Конструкция АР.** В системе контроля движения на ж/д переезде нет необходимости формировать "дальнюю" зону, так как дальность обнаружения ограничена размером зоны ответственности (около 50 м). При этом работа в "ближней" зоне должна быть оптимизирована по разрешающей способности и точности измерения угловой координаты.

Для изучения особенностей работы радара FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) диапазона 24 ГГц и возможности его использования в условиях переезда в кооперации с АО «НПП "Салют"» разработан и изготовлен прототип на базе цифровой ФАР [1]. Для повышения надежности обнаружения объектов, приближающихся к зоне переезда, исследовалась возможность применения просветного радара, теоретические аспекты работы которого описаны, например, в [21–23].

Исследование работы прототипа выполнялось в условиях, когда через переезд двигались объекты с приблизительно известными ЭПР, в том числе автомобили и пешеходы. На рис. 1 представлена фотография радара и системы, размещенной на ж/д переезде, а также иллюстрация обнаружения объекта (человека).

При отсутствии на переезде постороннего предмета детектирование фона (местных объектов) не производится. В то же время при пересечении границы зоны ответственности реальной целью происходит обнаружение в результате превышения фонового сигнала.

Антенна данного прототипа имеет две передающие подрешетки для работы в секторе  $\pm 45^\circ$  в азимутальной плоскости (рис. 1, а, 1), а приемная решетка состоит из тридцати двух приемных каналов, расположенных в четыре линии (рис. 1, а, 2). Для одновременной реализации высокого уровня разрешения по угловой координате и сокращения числа приемных каналов соседние элементы АР объединены в



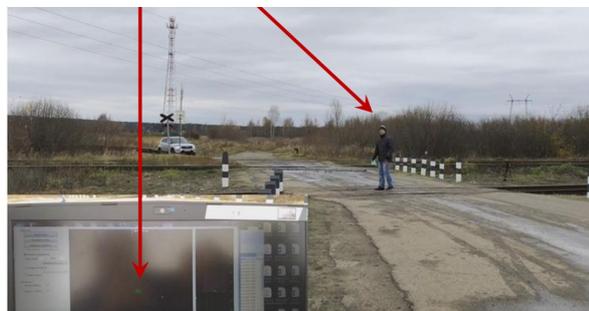
а

Позиции просветного радара      Позиция отражательного радара диапазона 24 ГГц



б

Человек на ж/д переезде и соответствующая ему отметка радара



в

Рис. 1. Фотография прототипа радара (а), его размещение на ж/д переезде (б) и результат обнаружения человека (в)

Fig. 1. Photo of a radar prototype (a), its placement at a railway crossing (b) and the result of human detection (в)

подрешетки. Такое решение имеет существенный недостаток, заключающийся в возникновении интерференционных максимумов ДН приемника. Частично эти максимумы подавляются ДН передатчика. Другая проблема заключается в том, что при отклонении луча от нормали к плоскости антенны происходит увеличение уровня боковых лепестков (УБЛ) и расширение результирующего луча ДН, как следствие, ухудшение углового разрешения. На рис. 2 представлена описанная ранее

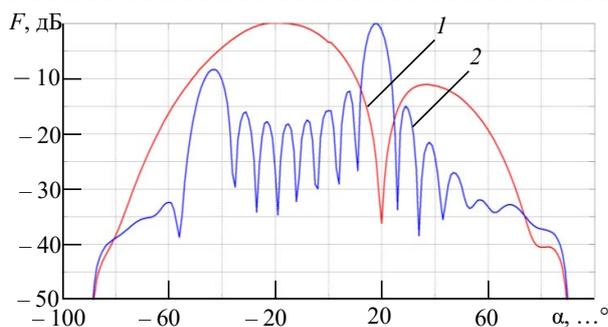


Рис. 2. Результат электродинамического моделирования передающей (1) и приемной (2) антенн прототипа

Fig. 2. The result of electrodynamic modeling of transmitting (1) and receiving (2) prototype antennas

проблема при формировании луча в направлении  $45^\circ$  (кривая 1 – ДН передатчика; 2 – ДН приемника). Достигнутая при исследовании прототипа разрешающая способность оказывается недостаточной при решении ряда задач, например для оценивания контура объекта, позволяющего судить о положении объекта и его габаритах.

В качестве альтернативного подхода, позволяющего повысить угловое разрешение в азимутальной плоскости, рассмотрим вариант с размещением каналов передачи на краях физической апертуры и формированием двух наборов узких передающих ортогональных лучей.

В этом случае элементы передатчика размещаются на расстоянии друг от друга, примерно равном длине приемной решетки или более (рис. 3).

Разнесение элементов антенны на расстояние, кратно превышающее длину волны, приводит к возникновению интерференционных максимумов и нулей в ДН передатчика. При этом облучение узких секторов зоны ответ-

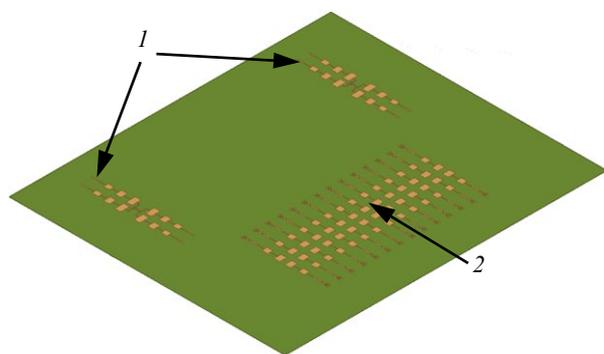


Рис. 3. Топология ФАР: 1 – передатчика; 2 – приемника

Fig. 3. The topology of PAA: 1 – transmitting part; 2 – receiving part

ственности радара в направлениях, соответствующих нулям ДН, не осуществляется либо существенно уменьшается на величину порядка  $-20$  дБ относительно максимума. Ширина нулей в ДН передатчика и их количество зависят только от расстояния между передающими элементами активной передающей фазированной антенной решетки (АФАР). Исходя из ограничения по габаритам устройства расстояние между передающими элементами выбрано равным  $9.5 \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в воздухе. Непрерывное покрытие зоны обнаружения радара обеспечивается переключением во времени между синфазным и противофазным запитыванием излучающих элементов передающей АФАР. Для этого не требуется наличие фазовращателей и когерентных передатчиков. Синфазность и противофазность запитывания элементов передающей решетки при наличии двух независимых передатчиков может быть обеспечена только лишь за счет топологии волноводных линий. Очень важным моментом является отказ от интегральных или дискретных управляемых фазовращателей, которые неизбежно вносят ошибки по фазе в пределах нескольких градусов. Такие фазовые ошибки приводят прежде всего к искажению нулей ДН и вследствие этого к уменьшению коэффициента направленного действия передающей антенны, смещению нулей и максимумов диаграммы. В отсутствие фазовращателей нули ДН определяются только геометрией антенны и симметричностью запитывающих волноводов. Геометрия антенны фиксирована, а симметрия волноводов может быть реализована без каких-либо трудностей. Таким образом, ДН передатчика с глубокими и переключаемыми нулями и максимумами будет весьма стабильной и слабо подверженной влиянию возмущающих факторов. На рис. 4 показаны две ДН передающей АФАР при синфазном (кривая 1) и противофазном (кривая 2) запитывании.

Такой подход к построению алгоритма работы передатчика в определенном смысле эквивалентен принципу работы ММО-радаров, но реализуется на передающих устройствах, не имеющих между собой когерентных связей.

Важной особенностью предлагаемого способа формирования ДН передатчика является

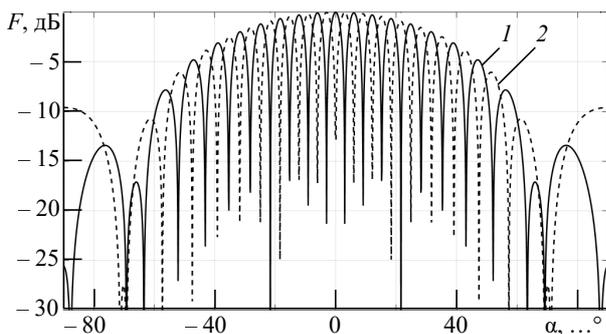


Рис. 4. ДН передающей АФАР при синфазном (1) и противофазном (2) запитывании

Fig. 4. Radiation pattern of the transmitting APAA in common mode (1) and anti-phase (2) power supply

тот факт, что два формируемых набора лучей являются ортогональными, т. е. максимумы одного набора попадают строго на нули второго набора и наоборот.

Ширина одного луча передатчика при таком способе формирования составляет от 4 до 6° в зависимости от направления. Чем сильнее отклонен луч от нормали к плоскости решетки, тем больше его ширина.

Для оценки ДН передающей антенны использовалось электромагнитное моделирование. В качестве элементов решетки использовались прямоугольные patch-антенны. При моделировании учитывались реальные размеры антенной системы, материалы и конструкция, включающая защитную крышку из ABS-пластика толщиной 1.5 мм. Использовался метод конечных элементов (Finite Element Method – FEM) как наиболее точный и обеспечивающий достоверный результат. Patch-антенны согласованы на центральную частоту рабочего диапазона и имеют линейную (вертикальную) поляризацию поля. Полученная в результате моделирования оценка ДН передающей АФАР представлена на рис. 5. Здесь так же, как и в случае теоретических ДН (рис. 4), цифрами 1 и 2 обозначены синфазный и противофазный режимы возбуждения соответственно. Ширина одного луча полученной ДН передатчика составляет 4°, что полностью совпадает с результатами расчета. К отличиям полученного результата от расчетного можно отнести нестрогую ортогональность лучей, формируемых в синфазном и противофазном режимах, что вызвано влиянием защитной крышки и фазовра-

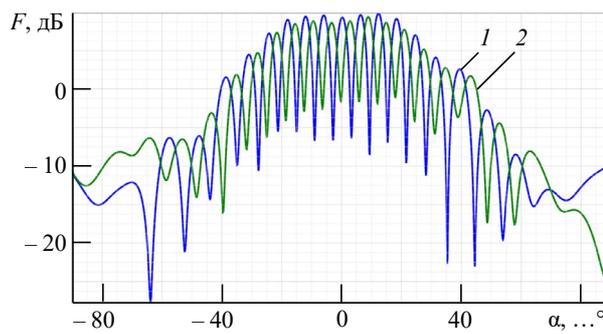


Рис. 5. Результат моделирования топологии передающей АФАР: синфазный (1) и противофазный (2) режимы возбуждения

Fig. 5. The results of modeling the transmitting APAA topology: common mode (1) and anti-phase (2) excitation modes

щателя в виде отрезка микрополосковой линии длиной  $\lambda/2$ . Возникшее смещение лучей составляет не более 1° и не оказывает заметного влияния на работу радара.

**Построение приемной ФАР.** Существуют определенные ограничения, накладываемые на максимальное и минимальное расстояния между элементами ФАР, зависящие от угла обзора радара. Минимальное расстояние ограничивается физическими размерами элемента решетки. Например, для антенн [24] это расстояние составляет 0.47 длины волны  $\lambda$ . Кроме того, максимальный шаг решетки  $d_{\max}$  зависит от максимального угла сканирования  $\theta_{\max}$ . При отклонении на максимальный угол  $\theta_{\max} = 60^\circ$  допустимое расстояние  $d_{\max}$  между элементами ФАР составляет 0.53 длины волны. Данное значение может быть получено из выражения [24]

$$d_{\max} \leq \lambda / [1 + \sin \theta_{\max}].$$

В связи с тем что сектор обзора радара составляет  $\pm 45^\circ$  по азимуту, расстояние между элементами приемной ФАР выбрано равным  $0.53\lambda$  в воздухе на центральной рабочей частоте. Оптимизация проводилась по УБЛ и результирующей ширине луча радара. Расстояние более  $0.53\lambda$  приводит к завышению УБЛ ДН при отклонениях лучей более чем на  $40^\circ$ , а значит, и к ухудшению отношения сигнал-шум (ОСШ) по мощности в лучах, особенно в крайних. Меньшее расстояние между элементами решетки уменьшает линейный размер апертуры, что приводит к расширению основных лучей ДН.

В результате решения задачи оптимизации было выбрано 6 элементов для построения столбцов приемной решетки радара. Для исследований использовался метод математического моделирования с учетом реальных коэффициентов усиления ДН приемных и передающих эле-

ментов антенны. В процессе моделирования оптимизации подвергались параметры, которые сведены в таблицу. Кроме того, в топологию приемной решетки добавлены столбцы по краям, которые не подключаются к приемным каналам и служат для выравнивания ДН приемной антенны.

Оптимизируемые параметры антенны  
 Optimized antenna parameters

Параметр	Оптимальное значение
Количество элементов в приемной ФАР	12 шт.
Расстояние между элементами приемной ФАР	$0.53\lambda$ , эквидистантно
Расстояние между фазовыми центрами элементов передающей АФАР	$9.5\lambda$
Результрующий УБЛ в лучах	Не хуже $-13$ дБ
Ширина луча	$4\div 6^\circ$

На рис. 6 представлена структурная схема передатчика для питания передающей АФАР, выполненная на двух некогерентных интегральных модулях СВЧ. Многослойная печатная плата приемо-передающего модуля с антенной выполняется отдельным конструктивным элементом. С одной из внешних сторон СВЧ-платы располагаются только АР, с противоположной внешней стороны – вся топология СВЧ-линий приемников, передатчиков и сопутствующих систем.

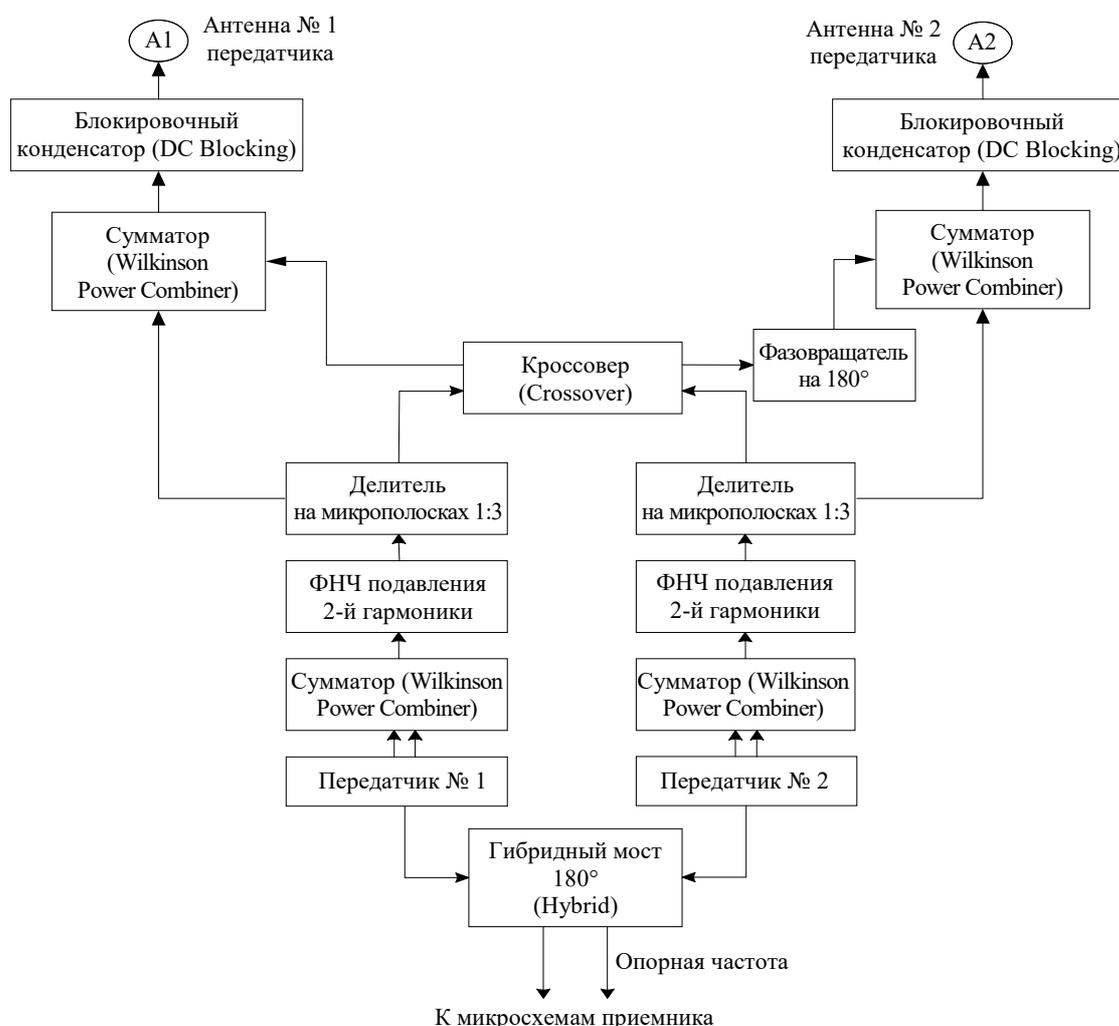


Рис. 6. Структура передающей части радара для обеспечения безопасности на ж/д переездах

Fig. 6. The structure of the radar transmitting part for ensuring safety at railway crossings

Структура СВЧ-части передатчика радара, как можно видеть из рис. 6, полностью симметрична за исключением одного фазовращателя, построенного на микрополосковой линии передачи. Фазовращатель представляет собой линию длиной  $\lambda/2$ , в которой набег фазы составляет  $180^\circ$  на центральной частоте, относительно такой же не удлиненной линии. Трансформация балансного сигнала передатчика в небалансный осуществляется при помощи 180-градусных гибридных мостов (180-Hybrid), кольцевых мостов (Rat-race Couplers) или сумматоров мощности Вилкинсона (Wilkinson Power Combiner/Splitter) [25]. В рассматриваемой структуре применяется именно последний вариант. Неравномерный делитель мощности выполняется на Т-образном делителе на микрополосковых линиях (T-Junction Divider). Кроссовер делается с несколькими перемычками (от 3 до 5) для обеспечения широкополосности согласования.

**Особенности формирования лучей ДН приемной ФАР.** Для уменьшения УБЛ в лучах ДН приемной АР применяются широко известные методы компенсации боковых лепестков [26–28] с использованием разности амплитуд основного и компенсационного лучей. ДН компенсационного канала может формироваться по различным алгоритмам. Одним из возможных подходов является разделение всей ФАР на две одинаковые подрешетки. Простейшим способом реализации алгоритма подавления УБЛ является получение суммарной и разностной ДН и далее вычитание по модулю разностной ДН из суммарной. Суммарный сигнал основного канала получается некогерентным сложением амплитуд с двух подрешеток. Главной особенностью компенсационного луча является формирование нуля в направлении главного максимума ДН основного канала и высокая степень корреляции формы боковых лепестков с ДН основного луча. Разностный сигнал компенсационного канала получается за счет поворота фазы комплексных коэффициентов одной из подрешеток на  $180^\circ$ . Тем самым формируется "острый" ноль в ДН компенсационного канала на основном направлении.

При построении лучей ДН суммирование сигналов по каналам приемника осуществляется в цифровом виде в блоке пространственной

обработки. Разделение приемной ФАР на две равные части необходимо для формирования корреляции формы боковых лепестков в основном и компенсационном каналах. Такой подход приводит к расширению основного луча приемной ДН по сравнению с шириной луча для всей апертуры, но вместе с компенсацией УБЛ происходит сужение основного лепестка приблизительно в 2 раза. Применение алгоритма компенсации позволяет использовать преимущества вычитания УБЛ при сохранении ширины основного луча приемной ДН.

Комплексная огибающая принимаемого сигнала с направления, соответствующего углу  $\varphi$ , для элемента антенны с номером  $n$  может быть представлена в виде

$$x_n = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; n = 1 \dots N, \quad (1)$$

где  $N$  – число элементов в приемной ФАР. Здесь фаза сигнала для первого элемента принята равной нулю.

Величина сигнала  $y$  в основном луче на выходе блока пространственной обработки определяется следующим выражением:

$$y = \left| \mathbf{W}_1^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_1(\varphi) \right| + \left| \mathbf{W}_2^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_2(\varphi) \right|,$$

где  $\mathbf{W}_1^H(\varphi) = \mathbf{W}_2^H(\varphi)$  – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов для каждой подрешетки основного луча ( $H$  – эрмитово сопряжение);  $\mathbf{x}_1(\varphi)$  и  $\mathbf{x}_2(\varphi)$  – комплексные векторы подрешеток с компонентами (1).

Величина сигнала компенсационного луча на выходе блока пространственной обработки определяется выражением

$$y_k = \left| \mathbf{C}^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}(\varphi) \right|,$$

где  $\mathbf{C}^H(\varphi)$  – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов компенсационного луча.

Элементы  $W_{1n}$  и  $W_{2n}$  векторов весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_1(\varphi)$  и  $\mathbf{W}_2(\varphi)$  основного луча вычисляются как

$$\begin{cases} W_{1n} = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 1 \leq n \leq 6; \\ W_{2n} = \exp[j2\pi d\lambda(n-7)\sin\varphi]; 7 \leq n \leq 12. \end{cases}$$

Элементы  $C_n$  вектора весовых коэффициентов  $C(\varphi)$  компенсационного луча вычисляются как

$$\begin{cases} C_n = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 1 \leq n \leq 6; \\ C_n = -\exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 6 < n \leq 12. \end{cases}$$

Подавление УБЛ приемной ФАР осуществляется в соответствии с выражением

$$s(t) = |y(t) - y_k(t)|.$$

На рис. 7 показан множитель приемной решетки основного (кривая 1) и компенсационного (кривая 2) каналов. Достаточно точное совпадение диаграмм достигается за счет использования разделения пополам ФАР приемника для формирования основного и компенсационного каналов. ДН компенсационного канала повторяет форму боковых лепестков главного луча, чтобы после вычитания амплитуд получить разность, близкую к нулю.

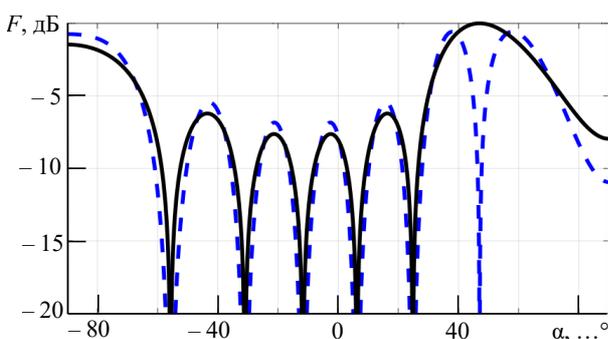


Рис. 7. Множитель приемной решетки для лучей в направлении  $+47.5^\circ$ : основной канал (1), соответствующий ему компенсационный канал (2)

Fig. 7. The array factor of the receiving PAA for the beams that are formed in the direction  $+47.5^\circ$ : the main channel (1) and the respective compensation channel (2)

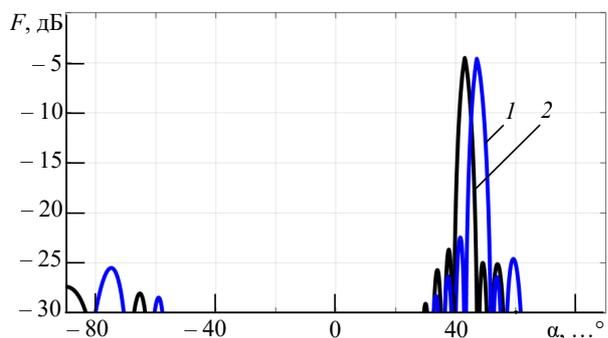


Рис. 8. ДН двух соседних лучей, сформированных в направлениях  $+47.5^\circ$  (1) и  $+43.2^\circ$  (2) с учетом идеальной ДН передающей ФАР и с использованием компенсационного канала

Fig. 8. The RP of two neighboring beams that are formed in the directions  $+47.5^\circ$  (1) and  $+43.2^\circ$  (2), taking into account the ideal RP of the transmitting PAA and using the compensation channel

Представляет интерес рассмотрение двух смежных приемных лучей с учетом ДН синфазного и противофазного периодов работы передающей АФАР. Смежные лучи, сформированные приемной ФАР с учетом идеальной ДН передающей АФАР в направлении  $+47.5^\circ$  и  $+43.2^\circ$ , показаны на рис. 8.

Как было отмечено, УБЛ принимает максимальное значение при больших отклонениях луча ДН приемника. В связи с этим исследовалось влияние компенсационного луча на примере отклонения в направлении  $+47.5^\circ$ , которое относится к крайнему лучу для сектора обзора  $\pm 45^\circ$ .

УБЛ луча при приеме отраженных сигналов от объектов без использования компенсационного канала составляет около  $-7$  дБ (кривая 1), а с использованием компенсационного канала составляет  $-19$  дБ (кривая 2). Данные результаты представлены на рис. 9. Таким образом, ис-

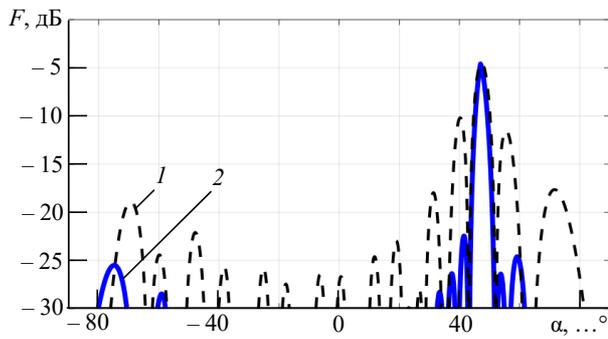


Рис. 9. ДН для луча, сформированного в направлении  $+47.5^\circ$  без использования компенсационного канала (1) и с использованием компенсационного канала (2) с учетом идеальной ДН передающей АФАР

Fig. 9. RP for a beam formed in the direction  $+47.5^\circ$  without using compensation channel (1) and using compensation channel (2), taking into account the ideal pattern of the transmitting APAA

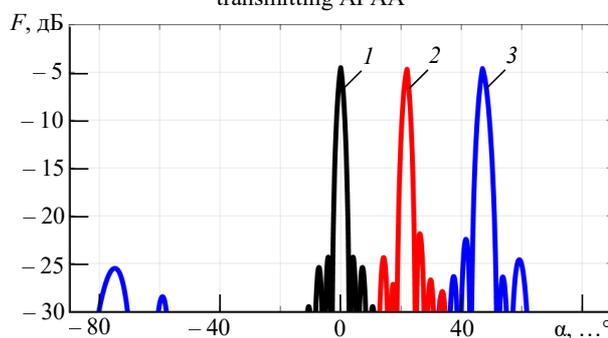


Рис. 10. Результирующие ДН центрального (1) и двух боковых лучей (2 и 3) радара с использованием компенсационных каналов и реальной ДН передающей АФАР

Fig. 10. The resulting RP of the central (1) and two side beams (2 and 3) of the radar using compensation channels and a real RP of the transmitting APAA

пользование компенсационного канала приводит к существенному снижению УБЛ.

Вместе с уменьшением УБЛ использование компенсационного канала дает сужение основного лепестка в лучах ДН приемника.

На рис. 10 показаны результирующие ДН трех лучей (в направлении на 0; +25; +45.7°, кривые 1, 2, 3 соответственно) с учетом характеристик направленности передающей АФАР, приемной ФАР и вычитанием компенсационного канала. Как видно из рис. 10, УБЛ в лучах сильно зависит от направления, но не превышает уровень –19 дБ.

**Заключение.** В данной статье предложен подход к формированию узкого луча ДН в радаре диапазона 24 ГГц для системы контроля движения на железнодорожном переезде. Полученные результаты показывают, что предложенная методика обеспечивает улучшение углового разрешения при отсутствии требований

к когерентности широко разнесенных каналов передачи. За счет работы передатчика в синфазном и дифференциальном режимах устойчивость формирования луча обеспечивается только геометрической симметрией питающих микрополосковых линий в отличие от традиционного ММО-подхода, когда требуется строгая когерентность ортогональных каналов. Показано, что результирующая ширина луча АР может быть уменьшена в несколько раз по сравнению с шириной луча приемной решетки за счет использования двух всенаправленных передающих антенн, выполненных в виде передающих столбцов, расположенных по краям апертуры. При этом предлагаемая антенна имеет значительно более низкий УБЛ ДН по сравнению с традиционной. Такой подход практически аналогичен методике ММО, но без каких-либо требований когерентности к каналам передачи.

#### Список литературы

1. Railway safety radar system with use of FSR / A. G. Ryndyk, A. V. Myakinkov, D. M. Balashova, V. N. Burov, S. A. Shabalin, A. D. Mikhaylov // Proc. of 2021 21<sup>st</sup> Intern. Radar Symp. (IRS), Berlin, Germany. 21–22 June 2021. IEEE, 2021. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229
2. Cherniakov M. Bistatic Radar: principles and practice. Chichester: John Wiley & Sons, 2007. 518 p. doi: 10.1002/9780470035085
3. Rohling H. Automotive radar // Proc. SPIE 5484, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments II. 2004. doi: 10.1117/12.569057
4. Schneider M. Automotive radar – status and trends // Proc. of German Microwave Conf., Ulm, Germany, 2005. P. 144–147.
5. Waldschmidt C., Hasch J., Wolfgang M. Automotive radar – from first efforts to future systems // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, № 1. P. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
6. 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 Eng. and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019.9030600
7. Railway level crossing obstruction detection using MIMO radar / A. H. Narayanan, P. Brennan, R. Benjamin, N. Mazzino, G. Bochetti, A. Lancia // 8<sup>th</sup> European Radar Conf., Manchester, UK, 12–14 Dec. 2011. IEEE, 2011.
8. Foreign objects intrusion detection using millimeter wave radar on railway crossings / H. Cai, F. Li, D. Gao, Y. Yang, S. Li, K. Gao, A. Qin, C. Hu, Z. Huang // 2020 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), Toronto, Canada, 14 Dec. 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/SMC42975.2020.9282881
9. Signal degradation through sediments on safety-critical radar sensors / M. G. Ehrnsperger, U. Siart, M. Moosbühler, E. Daporta, T. F. Eibert // Adv. RadioSci. 2019. Vol. 17. P. 91–100. doi: 10.5194/ars-17-91-2019
10. Waite J. L., Arnold D. V. Interferometric radar principles in track hazard detection to improve safety // IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120), Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2002. doi: 10.1109/IGARSS.2000.859622
11. Iqbal Z., Pour M. Grating Lobe Mitigation in Scanning Planar Phased Array Antennas // 2019 IEEE Intern. Symp. on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, USA, 15–18 Oct. 2019. IEEE, 2019. P. 1–3. doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020996
12. Tashtarian G., Majedi M. S. Grating lobes reduction in linear arrays composed of subarrays using PSO // 2019 Intern. Symp. on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Istanbul, Turkey, 18–20 June 2019. IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/ISNCC.2019.8909108
13. Khalilpour J., Ranjbar J., Karami P. A novel algorithm in a linear phased array system for side lobe and grating lobe level reduction with large element spacing // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2020. Vol. 104. P. 265–275. doi: 10.1007/s10470-020-01612-1

14. Pirkani A. A., Pooni S., Cherniakov M. Implementation of MIMO beamforming on an OTS FMCW automotive radar // *IRS 2019, Intern. Radar Symp., Ulm, Germany, 26–28 June 2019*. IEEE, 2019. 8 p. doi: 10.23919/IRS.2019.8768103
15. Engels F., Wintermantel M., Heidenreich P. Automotive MIMO radar angle estimation in the presence of multipath // *European Radar Conf. (EURAD), Nuremberg, Germany, 11–13 Oct. 2017*. IEEE, 2017. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249152
16. Hehenberger S. P., Yarovoy A., Stelzer A. A 77-GHz FMCW MIMO radar employing a non-uniform 2D antenna array and substrate integrated waveguides // *2020 IEEE MTT-S Intern. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Linz, Austria, 23–23 Nov. 2020*. IEEE, 2020. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
17. Radar subsystems of autonomous mobile robotic systems for studying tsunamis in the coastal zone / P. O. Beresnev, A. A. Kurkin, A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, E. N. Pelinovsky, A. G. Ryn dyk, S. A. Shabalin // *Science of Tsunami Hazards*. 2020. Vol. 39, iss. 3. P. 137–155. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
18. Millimeter-wave phased antenna array for automotive radar / A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, A. G. Ryn dyk, S. A. Shabalin // *Proc. Intern. Radar Symp., Ulm, Germany, 26–28 June 2019*. IEEE, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768182
19. Банков С. Е., Курушин А. А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. М.: Солон-пресс, 2017. 316 с.
20. Use of subarrays in a linear array for improving wide angular scanning performance / F. S. Akbar, L. P. Lighthart, G. Hendratoro, I. E. Lager // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 135290–135299. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941398
21. Многопозиционная просветная радиолокационная система с подвижными позициями / А. В. Мякиньюков, Д. М. Смирнова, А. А. Кузин, В. Н. Буров // *Датчики и системы*. 2015. № 11. С. 21–27.
22. Бляхман А. Б., Мякиньюков А. В., Рындьк А. Г. Измерение координат целей в трехкоординатных бистатических радиолокационных системах с обнаружением на просвет // *Радиотехника и электроника*. 2006. Т. 51, № 4. С. 422–427.
23. Бляхман А. Б., Мякиньюков А. В., Рындьк А. Г. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной радиолокационной системе с антенной решеткой // *Радиотехника и электроника*. 2004. Т. 49, № 6. С. 707–712.
24. Kumari P., Mitra E., Mandal D. Wide null control of compact multiple antenna terminals using PSO // *2017 Intern. Electrical Engineering Congress (IEEECON), Pattaya, Thailand, 08–10 March 2017*. IEEE, 2017. doi: 10.1109/IEEECON.2017.8075847
25. Pozar D. M. *Microwave engineering*. 4<sup>th</sup> ed. NY: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 752 p.
26. Balanis C. A. *Antenna theory: analysis and design*. NY: John Wiley & Sons Inc., 2016. 1095 p.
27. Sedivy P. Radar sidelobe canceller performance evaluation // *2013 Conf. on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice, Czech Republic, 17–18 Apr. 2013*. IEEE, 2013. doi: 10.1109/COMITE.2013.6545067
28. Ward J., Compton R. T. Sidelobe level performance of adaptive sidelobe canceller arrays with element reuse // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990. Vol. 38, iss. 10. P. 1684–1693. doi: 10.1109/8.59783

### Информация об авторах

**Кузин Андрей Алексеевич** – доцент (2013) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (НГТУ). Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: kuzin\_andrey@nntu.ru

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

**Мякиньюков Александр Валерьевич** – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (НГТУ). Директор Института радиоэлектроники и информационных технологий (ИРИТ) НГТУ. Автор 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: redvillage@mail.ru

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

**Фомина Ксения Сергеевна** – окончила Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева (НГТУ) по специальности "Конструирование и технология электронных средств" (2020), инженер, аспирант и ассистент кафедры информационных радиосистем НГТУ. Автор 20 научных работ. Сфера интересов – радиолокация, микроэлектронные системы.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: ksf96@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0531-209X>

**Шабалин Семен Андреевич** – окончил Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева (НГТУ) по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2018), инженер, ассистент кафедры информационных радиосистем НГТУ. Автор 15 научных работ. Сфера интересов – радиолокация, антенны и СВЧ-устройства.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

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

## References

1. Ryndyk A. G., Myakinkov A. V., Balashova D. M., Burov V. N., Shabalin S. A., Mikhaylov A. D. Railway Safety Radar System with Use of FSR. Proc. of 2021 21<sup>st</sup> Intern. Radar Symp. (IRS). Berlin, Germany, 21–22 June 2021. IEEE, 2021. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229
2. Cherniakov M. Bistatic Radar: Principles and Practice. Chichester, John Wiley & Sons, 2007, 518 p. doi: 10.1002/9780470035085
3. Rohling H. Automotive Radar. Proc. SPIE 5484, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments II. 2004. doi: 10.1117/12.569057
4. Schneider M. Automotive Radar – Status and Trends. Proc. of German Microwave Conf. Ulm, Germany. 2005, pp. 144–147.
5. Waldschmidt C., Hasch J., Wolfgang M. Automotive Radar – from First Efforts to Future Systems. IEEE Journal of Microwaves. 2021, vol. 1, no. 1, pp. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
6. 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 Eng. and Telecommunication (EnT). Dolgoprudny, Russia. 20–21 November 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019.9030600
7. Narayanan A. H., Brennan P., Benjamin R., Mazzino N., Bochetti G., Lancia A. Railway Level Crossing Obstruction Detection Using MIMO Radar. 8<sup>th</sup> European Radar Conf. Manchester, UK, 12–14 December 2011. IEEE, 2011.
8. Cai H., Li F., Gao D., Yang Y., Li S., Gao K., Qin A., Hu C., Huang Z. Foreign Objects Intrusion Detection Using Millimeter Wave Radar on Railway Crossings. 2020 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC). Toronto, Canada, 14 December 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/SMC42975.2020.9282881
9. Ehrnsperger M. G., Siart U., Moosbühler M., Daporta E., Eibert T. F. Signal Degradation through Sediments on Safety-Critical Radar Sensors. Adv. RadioSci. 2019, vol. 17, pp. 91–100. doi: 10.5194/ars-17-91-2019
10. Waite J. L., Arnold D. V. Interferometric Radar Principles in Track Hazard Detection to Improve Safety. IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120). Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2002. doi: 10.1109/IGARSS.2000.859622
11. Iqbal Z., Pour M. Grating Lobe Mitigation in Scanning Planar Phased Array Antennas. 2019 IEEE Intern. Symp. on Phased Array System & Technology (PAST). Waltham, USA, 15–18 October 2019. IEEE, 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020996
12. Tashtarian G., Majedi M. S. Grating Lobes Reduction in Linear Arrays Composed of Subarrays Using PSO. 2019 Intern. Symp. on Networks, Computers and Communications (ISNCC). Istanbul, Turkey, 18–20 June 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISNCC.2019.8909108
13. Khalilpour J., Ranjbar J., Karami P. A Novel Algorithm in a Linear Phased Array System for Side Lobe and Grating Lobe Level Reduction with Large Element Spacing. Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2020, vol. 104, pp. 265–275. doi: 10.1007/s10470-020-01612-1
14. Pirkani A. A., Pooni S., Cherniakov M. Implementation of MIMO Beamforming on an OTS FMCW Automotive Radar. IRS 2019, Intern. Radar Symp. Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019, 8 p. doi: 10.23919/IRS.2019.8768103
15. Engels F., Wintermantel M., Heidenreich P. Automotive MIMO Radar Angle Estimation in the Presence of Multipath. European Radar Conf. (EURAD). Nuremberg, Germany, 11–13 October 2017. IEEE, 2017. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249152
16. Hehenberger S. P., Yarovoy A., Stelzer A. A 77-GHz FMCW MIMO Radar Employing a Non-Uniform 2D Antenna Array and Substrate Integrated Waveguides. 2020 IEEE MTT-S Intern. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Linz, Austria, 23–23 November 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
17. Beresnev P. O., Kurkin A. A., Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Pelinovsky E. N., Ryndyk A. G., Shabalin S. A. Radar Subsystems of Autonomous Mobile Robotic Systems for Studying Tsunami in the Coastal Zone. Science of Tsunami Hazards, 2020, vol. 39, iss. 3, pp. 137–155. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
18. Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G., Shabalin S. A. Millimeter-Wave Phased Antenna Array for Automotive Radar. Proc. Intern. Radar Symp. Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768182
19. Bankov S. E., Kurushin A. A. *Elektrodinamika i tekhnika SVCh dlya pol'zovatelei SAPR* [Electrodynamics and SVCh technology for users of SAPR]

namics and Microwave Technology for CAD Users]. Moscow, *Solon-press*, 2017, 316 с. (In Russ.)

20. Akbar F. S., Lighthart L. P., Hendratoro G., Lager I. E. Use of Subarrays in a Linear Array for Improving Wide Angular Scanning Performance. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 135290–135299. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941398

21. Myakinkov A. V., Smirnova D. M., Kuzin A. A., Burov V. N. Multi-Static Forward Scatter Radar with Moving Positions Sensors & Systems. *Sensors & Systems*. 2015, no. 11, pp. 23–29. (In Russ.)

22. Blyakhman A. B., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G. Measurement of Target Coordinates in Three-Dimensional Bistatic Forward-Scattering Radar. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2006, vol. 51, no. 4, pp. 397–402. (In Russ.)

23. Blyakhman A. B., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G. Space-Time Signal Processing in a Bistatic Forward-Scattering Radar System with an Array Antenna. *J. of*

*Communications Technology and Electronics*. 2004, vol. 49, no. 6, pp. 664–669. (In Russ.)

24. Kumari P., Mitra E., Mandal D. Wide Null Control of Compact Multiple Antenna Terminals Using PSO. 2017 Intern. Electrical Engineering Congress (iEECON), Pattaya, Thailand, 08–10 March 2017. IEEE, 2017. doi: 10.1109/IEECON.2017.8075847

25. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 4<sup>th</sup> Ed. NY, John Wiley & Sons, Inc., 2012, 752 p.

26. Balanis C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. NY, John Wiley & Sons Inc., 2016, 1095 p.

27. Sedivy P. Radar Sidelobe Canceller Performance Evaluation. 2013 Conf. on Microwave Techniques (COMITE). Pardubice, Czech Republic, 17–18 April 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/COMITE.2013.6545067

28. Ward J., Compton R. T. Sidelobe Level Performance of Adaptive Sidelobe Canceller Arrays with Element Reuse. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990, vol. 38, iss. 10, pp. 1684–1693. doi: 10.1109/8.59783

### Information about the authors

**Andrey A. Kuzin**, Associate Professor (2013) of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 40 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 603950, Russia  
E-mail: kuzin\_andrey@nntu.ru

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

**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 (NNSTU). Director of the Institute of Radio Electronics and Informational Technology NNSTU. The author of 100 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 603950, Russia  
E-mail: redvillage@mail.ru

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

**Ksenia S. Fomina**, graduated from Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev with a degree "Design and technology of electronic means", engineer, Postgraduate and Assistant of the Department of Informational Radio Systems of NNSTU. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; microelectronic systems.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia  
E-mail: ks96@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0531-209X>

**Semen A. Shabalin**, graduated from Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev with a degree "Radio-electronic systems and complexes", Engineer, Assistant of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 15 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 603950, Russia  
E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

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