

Радиолокация и радионавигация

УДК 621. 37

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-1-17-27>

Пространственное линейное кодирование сигналов в совместной системе радиолокации и многоадресной радиосвязи

Д. В. Штарев¹, Е. А. Маврычев^{2✉}

¹ ПАО «НПО "Алмаз" им. академика А. А. Расплетина», Москва, Россия

² Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева,
Нижний Новгород, Россия

✉ mavrychev.eugene@mail.ru

Аннотация

Введение. В статье решается актуальная задача разработки методов оптимизации амплитудно-фазового распределения в передающей антенной решетке в системе, в которой используется общий сигнал для многоадресной передачи данных и радиолокационного зондирования в заданном секторе пространства. Выбор целевой функции для оптимизационной задачи основывается на двух подходах. Первый подход заключается в минимизации излучаемой мощности при заданном качестве обслуживания пользователей и радиолокационного наблюдения. Второй подход основан на оптимизации качества обслуживания в наихудшем канале передачи данных и радиолокационного наблюдения при заданном бюджете мощности. Величиной, определяющей качество обслуживания, является отношение сигнал/шум как для передачи данных, так и для радиолокации.

Цель работы. Решение задачи оптимизации пространственного линейного кодирования сигналов в совместной системе многоадресной радиосвязи и радиолокации, в которой используется общий временной сигнал.

Материалы и методы. Оптимизация пространственного линейного кодирования в совместной системе радиосвязи и радиолокации основывается на методах статистической теории и методах теории оптимизации с использованием численного решения оптимизационных задач. Характеристики системы анализируются с помощью математического моделирования на основе метода Монте-Карло. Статистическое моделирование выполняется в среде MATLAB с использованием стандартных средств, а также пакета CVX для численного решения выпуклых оптимизационных задач.

Результаты. Сформулированы оптимизационные задачи на основе критериев минимума излучаемой мощности и максимума отношения сигнал/шум в наихудшем канале. В обоих случаях используется ограничение на излучаемую мощность отдельными антенными каналами. Оптимизационные задачи приближенно сводятся к выпуклым задачам с полуопределенными условиями, которые решаются с помощью хорошо известного алгоритма внутренней точки, имеющего полиномиальную сложность. Проведено статистическое моделирование, в результате которого получены оптимальные характеристики совместной системы, а именно зависимости излучаемой мощности от порогового отношения сигнал/шум и зависимости отношения сигнал/шум в наихудшем канале от бюджета мощности.

Заключение. Предложены методы оптимального линейного кодирования в антенной решетке, основанные на численном решении оптимизационных задач, которые рекомендуется использовать при разработке совместной системы многоадресной радиосвязи и радиолокации.

Ключевые слова: многофункциональные радиосистемы, совместное использование радиочастотных ресурсов, пространственное кодирование, многоадресная передача, выпуклая оптимизация, квадратичное программирование с квадратичными условиями

Для цитирования: Штарев Д. В., Маврычев Е. А. Пространственное линейное кодирование сигналов в совместной системе радиолокации и многоадресной радиосвязи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 1. С. 17–27. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-17-27

Благодарности. Авторы выражают благодарность рецензенту за полезные замечания, которые позволили существенно улучшить качество работы.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.09.2021; принята к публикации после рецензирования 22.12.2021; опубликована онлайн 28.02.2022



Spatial Linear Coding in Joint Radar and Multicast Communication Systems

Dmitry V. Shtarev¹, Evgeny A. Mavrychev²✉

¹PJSC "ALMAZ R&P Corp.", Moscow, Russia

²Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

✉ mavrychev.eugene@mail.ru

Abstract

Introduction. This paper presents optimization methods for the amplitude-phase distribution in a transmitting antenna array in a system with a common signal for multicast data transmission and radar sensing in a given sector of space. Two approaches are considered for the choice of an objective function for the optimization problem. The first approach involves minimizing the transmitted power for a given quality of user service and radar surveillance. The second approach involves optimizing the quality of service for the worst radar and communication channel under a given power budget. The value that determines the quality of service is the signal-to-noise ratio, for both communication and radar.

Aim. To solve the optimization problem of spatial linear coding of signals in a joint multicast radar and communication system, which shares a common signal.

Materials and methods. Optimization of spatial linear coding in a joint radio radar and communication system was carried out by the methods of statistical theory and optimization theory using the numerical solution of optimization problems. The performance characteristics of the system were analyzed by Monte Carlo simulation. Statistical simulation was performed in the MATLAB environment using standard tools, as well as the CVX package for the numerical solution of convex optimization problems.

Results. Optimization problems were formulated based on the criteria of the minimum radiated power and the maximum signal-to-noise ratio in the worst channel. A limitation on the radiated power of individual antenna channels was used for both cases. Optimization problems were approximately reduced to convex problems with semidefinite constraints, which could be solved using the well-known interior point algorithm with polynomial complexity. The performed statistical simulation produced optimal performance characteristics of a joint system, including the total power versus the threshold signal-to-noise ratio and the signal-to-noise ratio for the worst channel versus the power budget.

Conclusion. The proposed numerical optimization methods for spatial linear coding in a transmitting antenna array can be recommended when designing joint radar communication systems.

Keywords: multifunctional system, joint bandwidth utilization, spatial coding, multicast transmission, convex optimization, quadratically constrained quadratic programming

For citation: Shtarev D. V., Mavrychev E. A. Spatial Linear Coding in Joint Radar and Multicast Communication Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 1, pp. 17–27. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-17-27

Acknowledgments. The authors are grateful to the referee for useful comments, which allowed to significantly improve the quality of the work.

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

Submitted 22.09.2021; accepted 22.12.2021; published online 28.02.2022

Введение. Системы радиосвязи и радиолокации различного назначения занимают существенное место в использовании радиочастотного спектра. Потребность увеличения скорости передачи данных диктует необходимость расширения полос сигналов в системах радиосвязи и освоения более высокочастотных диапазонов [1]. В то же время системы радиолокации непрерывно развиваются и находят применения в новых задачах. К таким задачам можно отнести автомобильные радары [2], осуществляющие радиолокационное

наблюдение за дорожной обстановкой и обеспечивающие информацией системы помощи водителю. В беспилотных автомобилях радиолокационные данные являются важнейшим источником информации для управления и принятия решений [3–5]. В общем случае можно рассматривать не только автомобили, а любые другие беспилотные автономные объекты, которые сосуществуют в некоторой среде и взаимодействуют с другими объектами, решая индивидуальные или совместные задачи.

В связи с этим актуальным вопросом является эффективное использование радиочастотного спектра, что стало поводом для развития такого направления, как совместное использование радиочастотных ресурсов для нужд радиолокации и радиосвязи, широко обсуждаемого в научной литературе в последние годы [5–12]. Согласно [6] можно выделить три уровня интеграции систем радиосвязи и радиолокации: независимое существование, взаимное сосуществование и совместные системы. При независимом существовании системы радиосвязи и радиолокации работают независимо друг от друга, создавая взаимные помехи. Эффективное разделение радиочастотных ресурсов при взаимном сосуществовании систем радиосвязи и радиолокации достигается за счет минимизации взаимных помех. Наиболее высоким уровнем интеграции являются совместные системы, в которых осуществляются функции радиосвязи и радиолокации внутри одного частотного диапазона на общей аппаратной платформе, что снижает стоимость оборудования. Отметим, что в рассмотренной задаче взаимодействия беспилотных автономных объектов применение совместных систем радиосвязи и радиолокации выглядит наиболее привлекательным [4, 5], так как каждому автономному объекту требуются радиолокационные данные и необходимо осуществлять обмен информацией с другими объектами.

Совместное проектирование предполагает использование как отдельных сигналов для радиосвязи и радиолокации, так и общих сигналов, которые позволяют решать обе функциональные задачи. Таким образом, при совместном проектировании возникает проблема пространственно-временного формирования сигналов, которую, как правило, разделяют на две независимые задачи: синтеза временных сигналов и оптимизации пространственного кодирования. Методы совместного синтеза сигналов рассматриваются в [7, 8]. Методы пространственной селекции сигналов и оптимизации пространственного кодирования сигналов в системах с антенными решетками рассматриваются в [8–12].

В большинстве работ по пространственному кодированию рассматривается режим передачи данных с множественным доступом. В [9] предлагается два подхода отдельного и совместного использования апертуры антенной решетки для задач радиосвязи и радиолокации. При совместном использовании антенной решетки задача оптимизации амплитудно-фазового распределе-

ния ставится как минимизация квадрата ошибки между реальной и желаемой диаграммами направленности антенной решетки при условии обеспечения заданного качества обслуживания пользователей. Далее рассматривается численное решение задачи на основе метода сопряженных градиентов. Более сложная целевая функция, рассматриваемая в [10], дополнительно включает слагаемое, позволяющее уменьшить уровень боковых лепестков диаграммы направленности ММО радара. Задача оптимизации сводится к полуопределенному программированию и решается численным методом на основе алгоритма внутренней точки.

В [12] рассматривается пространственное кодирование сигналов в совместной системе радиолокации и радиосвязи с многоадресной передачей. Предлагается максимизировать скорость передачи для наихудшего пользователя при условии, что отношение сигнал/(шум + помеха) не хуже заданной пороговой величины. Полагается, что отраженные от целей и пассивных помех сигналы находятся в одном элементе дальности и имеют одинаковое доплеровское смещение частоты, а пространственное положение источников известно. Такая постановка задачи оптимизации имеет отношение к работе радиолокатора в режиме сопровождения целей.

В данной статье рассматривается совместная система с антенной решеткой на передачу, в которой осуществляется многоадресная передача данных нескольким абонентам и одновременное зондирование заданного сектора пространства. Предполагается, что используется общий временной сигнал как для радиосвязи, так и для радиолокации. Рассматривается два критерия качества: минимизация излучаемой мощности при условии достижения заданного качества связи и зоны покрытия радиолокатора и максимизация наихудшего качества связи и обнаружения при ограничении бюджета мощности. Мерой качества радиосвязи и радиолокационного наблюдения предлагается использовать отношение сигнал/шум (ОСШ), что позволяет оптимизировать одновременно и характеристики передачи данных, и характеристики радиолокатора. Оптимизация ОСШ для радиолокационного наблюдения эквивалентна оптимизации дальности обнаружения в заданном секторе угловых положений.

В основе предлагаемого подхода лежат методы оптимизации линейного пространственного кодера, которые были разработаны в [13, 14] для многоадресной передачи данных. Постановка

задачи и подход к ее решению в настоящей работе наиболее близок к [12]. Новизна данной работы состоит в следующем. Во-первых, рассматривается критерий минимизации излучаемой мощности при заданном качестве обслуживания пользователей и радиолокационного наблюдения. Во-вторых, в задаче оптимизации наихудшего качества обслуживания целевая функция включает как характеристику качества передачи данных, так и характеристику радиолокационного обнаружения, определяемых величиной ОСШ. Отметим, что в [12] рассматривается оптимизация качества передачи данных при заданных характеристиках радиолокационного наблюдения, а в [10] – оптимизация радиолокационного наблюдения при заданном качестве связи.

Целью работы является оптимизация весовых коэффициентов в антенной решетке на передачу или оптимизация пространственного линейного кодера сигнала в системе совместного использования ресурсов для радиолокации и многоадресной передачи данных. Полученные оптимизационные задачи сводятся к задачам выпуклой оптимизации, которые могут быть решены с помощью известных алгоритмов математического программирования [15]. Представлены численные примеры, показывающие эффективность предложенных подходов.

Модель системы. Рассмотрим радиотехническую систему с антенной решеткой, в которой одновременно осуществляется многоадресная передача данных и радиолокационное зондирование. Излучаемый сигнал, используемый для зондирования, описывается комплексной амплитудой $s(t)$, в которой закодирована передаваемая информация для M пользователей. Временная структура и модуляция сигнала $s(t)$ могут быть любыми и не являются предметом рассмотрения данной работы. Будем полагать, что средняя мощность комплексной амплитуды нормирована и равна $E\{|s(t)|^2\} = 1$, где $E\{\cdot\}$ – статистическое усреднение.

Комплексные амплитуды излучаемого сигнала в N -элементной антенной решетке будем представлять в виде вектора $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \in \mathbb{C}^N$, где $[\cdot]^T$ – операция транспонирования; \mathbb{C}^N – множество комплексных векторов размерности $N \times 1$. Антенная

решетка имеет произвольную известную геометрию, которая описывается комплексным вектором $\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_N(\theta)]^T \in \mathbb{C}^N$ отклика антенной решетки на сигнал с направления θ . Пространственное кодирование сигнала представляется в виде простого преобразования комплексной амплитуды $s(t)$ весовыми коэффициентами

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{f}s(t),$$

где $\mathbf{f} = [f_1, f_2, \dots, f_N]^T \in \mathbb{C}^N$ – вектор весовых коэффициентов.

Задача пространственного кодирования на передачу заключается в выборе оптимального вектора весовых коэффициентов в соответствии с выбранным критерием качества. Выбор критерия качества зависит от системных требований. Будем рассматривать два критерия [13], которые часто используются в многоадресной и многопользовательской связи. Первый критерий заключается в минимизации излучаемой мощности при условии достижения заданного качества обслуживания и параметров обнаружения целей. Второй критерий основан на совместной максимизации качества обслуживания для наихудшего пользователя и зоны обзора в наихудшем направлении при условии заданного бюджета мощности передатчика. При этом целевыми параметрами, характеризующими качество обслуживания и зону обзора, являются нормированные значения ОСШ. Прежде чем переходить к математической формализации оптимизационных задач, рассмотрим энергетические характеристики, на которых основываются данные критерии.

Среднюю излучаемую мощность можно записать в виде

$$P = E\{\|\mathbf{x}(t)\|_2^2\} = \|\mathbf{f}\|_2^2 = \mathbf{f}^H \mathbf{f}, \quad (1)$$

где $\|\cdot\|_2$ – норма второго порядка вектора, которая для произвольного вектора $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^N$ представляется в виде $\|\mathbf{a}\|_2 = \sqrt{\sum_{n=1}^N |a_n|^2}$; $[\cdot]^H$ – операция эрмитова сопряжения.

Рассмотрим модели сигналов для радиосвязи и радиолокации. Сигнал в приемнике m -го пользователя представляется в виде

$$y_m(t) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}(t) + v_m(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{h}_m \in \mathbb{C}^N$ – вектор коэффициентов передачи от антенных элементов передающей станции до приемной антенны m -го пользователя, учитывающий многолучевое распространение сигналов; $v_m(t)$ – шум приемника m -го пользователя, мощность которого нормирована $E\{|v_m(t)|^2\} = 1$.

Тогда ОСШ для m -го пользователя будет представляться в виде

$$\rho_m = |\mathbf{h}_m^H \mathbf{f}|^2 = \mathbf{f}^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{f}.$$

Сигнал в приемнике, отраженный от цели, находящейся в направлении θ относительно передающей станции, запишем в виде

$$z(t, \theta) = \sigma \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{x}(t - \tau) + v_0(t),$$

где σ – энергетический коэффициент, учитывающий эффективную поверхность рассеяния цели, потери при распространении и т. д.; τ – время задержки сигнала; $v_0(t)$ – шум радиолокационного приемника, мощность которого будем считать нормированной и равной $E\{|v_0(t)|^2\} = 1$.

ОСШ для направления θ_k будет представляться в виде

$$\mu_k = \sigma^2 |\mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{f}|^2 = \sigma^2 \mathbf{f}^H \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{f}.$$

Минимизация излучаемой мощности. Рассмотрим оптимизацию линейного кодера на основе критерия минимума излучаемой мощности. Данный принцип основывается на том, чтобы обеспечить решение задач радиолокации и радиосвязи с заданным качеством обслуживания при использовании минимальной излучаемой мощности. Качеством обслуживания для системы радиосвязи служит вероятность ошибочного приема, а для системы радиолокации – вероятность правильного обнаружения при фиксированной вероятности ложной тревоги. В обоих случаях параметры качества обслуживания связаны монотонной функциональной зависимостью с ОСШ. Поэтому уместной является следующая постановка задачи оптимизации линейного кодера:

$$\begin{aligned} \min P, \\ \text{s. t. } \rho_m \geq \rho_0, m = 1, \dots, M; \\ \mu_k \geq \mu_0, k = 1, \dots, K, \end{aligned} \quad (3)$$

где ρ_0, μ_0 – пороговые значения ОСШ для задач

радиосвязи и радиолокации соответственно; K – количество рассматриваемых угловых положений в секторе радиолокационного обзора.

В (3) целевой функцией является полная излучаемая мощность, определяемая выражением (1). Функциями условий являются неравенства, согласно которым ОСШ для каждого обслуживаемого пользователя и ОСШ в радиолокационном приемнике для каждого зондируемого направления должны быть не меньше пороговых значений ρ_0 и μ_0 соответственно. Условие $\rho_m \geq \rho_0$ обеспечивает вероятность ошибочного приема для m -го пользователя не выше заданной; условие $\mu_k \geq \mu_0$ обеспечивает вероятность обнаружения не ниже заданной для цели в направлении θ_k , $k = 1, \dots, K$.

Однако для практической реализации представляет интерес задача с дополнительными ограничениями на индивидуальные мощности, излучаемые отдельными антенными элементами, в виде $E\{|x_n(t)|^2\} = |f_n|^2 \leq P_1$. Такие ограничения связаны с использованием в каждом антенном канале усилителей, имеющих предельно допустимую мощность. Таким образом, получаем следующую задачу оптимизации:

$$\begin{aligned} \min \mathbf{f}^H \mathbf{f}, \\ \text{s. t. } \mathbf{f}^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{f} \geq \rho_0, m = 1, \dots, M; \\ \mathbf{f}^H \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{f} \geq \mu_0 / \sigma^2, k = 1, \dots, K; \\ \mathbf{f}^H E_n \mathbf{f} \leq P_1, n = 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (4)$$

где E_n – матрица с одним ненулевым элементом на главной диагонали $[E_n]_{n,n} = 1$, а остальные нули.

Задача (4) относится к классу задач квадратичного программирования с квадратичными условиями (QCQP) [15, 16]. Условные функции в (4) являются вогнутыми, поэтому рассматриваемая задача является невыпуклой и не имеет алгоритма решения полиномиальной сложности. Отметим, что область пересечения условий задачи (4) может образовывать пустое множество, т. е. оптимизационная задача может быть несовместной. Это означает, что выделенного бюджета мощности недостаточно, чтобы обеспечить заданное минимальное качество обслуживания для всех пользователей и всех направлений в секторе радиолокационного наблюдения.

Общий подход к решению невыпуклых задач QCQP рассмотрен в [15] и заключается в аппроксимации условий исходной задачи QCQP с помощью линейных условий и условия неотрицательной определенности матрицы, т. е. сведению к задаче полуопределенного программирования, которая является выпуклой и может быть решена с помощью стандартных методов выпуклой оптимизации, а именно с использованием алгоритма внутренней точки [16]. Для приведения задачи (4) к задаче полуопределенного программирования введем матрицу $F = \mathbf{f}\mathbf{f}^H$, которая является неотрицательно определенной $F \succ 0$ (имеет неотрицательные собственные числа) и имеет равный единице ранг: $\text{rank}\{F\} = 1$. Используя данное обозначение, задачу оптимизации (4) можно переписать в эквивалентном виде

$$\begin{aligned} & \min_F \text{Tr}\{F\}, \\ & s. t. \text{Tr}\{\mathbf{h}\mathbf{h}_m^H F\} \geq \rho_0, \quad m = 1, \dots, M; \\ & \text{Tr}\{\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{a}^H(\theta_k)F\} \geq \mu_0/\sigma^2, \quad k = 1, \dots, K; \quad (5) \\ & \text{Tr}\{E_n F\} \leq P_1, \quad n = 1, \dots, N; \\ & F \succ 0, \quad \text{rank}\{F\} = 1, \end{aligned}$$

где операция $\text{Tr}\{\cdot\}$ означает след матрицы – сумму диагональных элементов.

В (5) целевая функция и все условия в виде неравенств являются линейными, условие $F \succ 0$ является выпуклым [16], и единственным невыпуклым условием является условие $\text{rank}\{F\} = 1$. Для решения (5) используется ее аппроксимация, в которой исключается невыпуклое условие $\text{rank}\{F\} = 1$. Тогда получаем

$$\begin{aligned} & \min_F \text{Tr}\{F\}, \\ & s. t. \text{Tr}\{\mathbf{h}\mathbf{h}_m^H F\} \geq \rho_0, \quad m = 1, \dots, M; \\ & \text{Tr}\{\mathbf{a}(\theta_k)\mathbf{a}^H(\theta_k)F\} \geq \mu_0/\sigma^2, \quad k = 1, \dots, K; \quad (6) \\ & \text{Tr}\{E_n F\} \leq P_1, \quad n = 1, \dots, N; \\ & F \succ 0 \end{aligned}$$

– выпуклую оптимизационную задачу, которую относят к классу задач полуопределенного программирования (semidefinite programming – SDP), так как она содержит условие неотрицательной определенности (или положительной полуопределенности) матрицы. Данная задача может быть решена с использованием стандартных средств

математического программирования на основе алгоритма внутренней точки [16].

Имея матрицу F_* , которая является решением оптимизационной задачи (6), необходимо найти вектор \mathbf{f} . Существует несколько способов поиска решения \mathbf{f} , которые обсуждаются в [13]. Эти способы, в которых подбираются оптимальные фазовые коэффициенты при суммировании собственных векторов с ненулевыми собственными числами, основаны на методе рандомизации. Этот подбор осуществляется методами случайного поиска. Другим более простым подходом является выбор в качестве решения задачи (4) собственного вектора матрицы F_* , которому соответствует максимальное собственное число. В результате вектор линейного кодирования записывается в виде

$$\mathbf{f} = \sqrt{\lambda_{\max}} \mathbf{u}_{\max}, \quad (7)$$

где λ_{\max} – максимальное собственное число матрицы F_* ; \mathbf{u}_{\max} – собственный вектор матрицы F_* , которому соответствует максимально собственное число.

Матрица F_* , как правило, имеет либо только одно ненулевое собственное число, либо одно собственное число, которое существенно превышает все остальные собственные числа. В первом случае решение (7) совпадает с решением исходной задачи, так как выполнено условие $\text{rank}\{F\} = 1$, т. е. решение (7) является точным оптимальным решением. Во втором случае решение (7) является неоптимальным и дает незначительные потери в ОСШ.

Максимизация качества обслуживания для наихудшего случая. В этом случае при ограниченной мощности излучения максимизируется качество обслуживания для наихудшего канала. Аналогично качество связи и радиолокационного наблюдения будем характеризовать величиной ОСШ. Введем нормированные ОСШ для m -го пользователя и k -го углового направления в радиолокаторе:

$$\tilde{\rho}_m = \frac{|\mathbf{h}_m^H \mathbf{f}|^2}{\rho_0}; \quad \tilde{\mu}_k = \frac{\sigma^2 |\mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{f}|^2}{\mu_0}.$$

Нормированные значения ОСШ введены для совместной оптимизации качества связи и радио-

локации, при этом оптимизационная задача ставится в виде

$$\begin{aligned} & \max \min [\tilde{\rho}_1, \dots, \tilde{\rho}_M, \tilde{\mu}_1, \dots, \tilde{\mu}_K], \\ & s. t. \quad \mathbf{f}^H E_n \mathbf{f} \leq P_1, n = 1, \dots, N. \end{aligned} \quad (8)$$

Кроме того, для задачи (8) можно использовать дополнительное условие $\min [\tilde{\rho}_1, \dots, \tilde{\rho}_M, \tilde{\mu}_1, \dots, \tilde{\mu}_K] \geq 1$, которое гарантирует, что наихудшее значение ОСШ будет не ниже порогового значения. Однако в этом случае задача оптимизации может быть несовместной. Поэтому будем рассматривать постановку задачи в виде (8), которая всегда совместна, но нормированные значения ОСШ могут быть меньше единицы, т. е. качество обслуживания будет таким, какое позволяет обеспечить бюджет мощности. Тогда величины ρ_0, μ_0 можно рассматривать как некоторые уровни, при которых качество радиосвязи является равнозначным качеству радиолокационного наблюдения.

Задачу оптимизации (8) представим в эквивалентном виде, введя дополнительную переменную τ :

$$\begin{aligned} & \max \tau, \\ & \tau, F \\ & s. t. \quad \mathbf{f}^H \mathbf{h} \mathbf{h}_m^H \mathbf{f} \geq \tau \rho_0, m = 1, \dots, M; \\ & \quad \mathbf{f}^H \mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) \mathbf{f} \geq \tau \mu_0 / \sigma^2, k = 1, \dots, K; \\ & \quad \mathbf{f}^H E_n \mathbf{f} \leq P_1, n = 1, \dots, N. \end{aligned} \quad (9)$$

Задача (9) является неоднородной невыпуклой задачей QCQP. Способ ее решения полностью аналогичен решению задачи в предыдущем случае. Задачу (9) можно аппроксимировать задачей полуопределенного программирования, в которой исключено невыпуклое условие $\text{rank}\{F\} = 1$ и записываемой в виде

$$\begin{aligned} & \max \tau, \\ & \tau, F \\ & s. t. \quad \text{Tr}\{\mathbf{h} \mathbf{h}_m^H F\} \geq \tau \rho_0, m = 1, \dots, M; \\ & \quad \text{Tr}\{\mathbf{a}(\theta_k) \mathbf{a}^H(\theta_k) F\} \geq \tau \mu_0 / \sigma^2, k = 1, \dots, K; \\ & \quad \text{Tr}\{E_n F\} \leq P_1, n = 1, \dots, N; \\ & \quad F \succ 0. \end{aligned} \quad (10)$$

Аналогично предыдущему разделу, найдя решение F^* задачи (10), можно найти вектор \mathbf{f} методом максимального собственного вектора, который будет являться приближенным решением исходной оптимизационной задачи (9).

Кроме того, как альтернатива задаче (8) могут рассматриваться другие способы максимизации качества. Например, максимизация качества связи для наихудшего пользователя при условии, что качество радиолокационного наблюдения не хуже заданного:

$$\begin{aligned} & \max \min [\tilde{\rho}_1, \dots, \tilde{\rho}_M], \\ & s. t. \quad \mu_k \geq \mu_0, k = 1, \dots, K; \\ & \quad \mathbf{f}^H E_n \mathbf{f} \leq P_1, n = 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (11)$$

или, наоборот, максимизация качества радиолокационного наблюдения для наихудшего направления при условии, что качество связи для всех пользователей не хуже заданного:

$$\begin{aligned} & \max \min [\tilde{\mu}_1, \dots, \tilde{\mu}_2], \\ & s. t. \quad \rho_m \geq \rho_0, m = 1, \dots, M; \\ & \quad \mathbf{f}^H E_n \mathbf{f} \leq P_1, n = 1, \dots, N. \end{aligned} \quad (12)$$

Обе задачи могут быть несовместны, так как для выполнения условий $\mu_k \geq \mu_0, k = 1, \dots, K$ в задаче (11) или условий $\rho_m \geq \rho_0, m = 1, \dots, M$ в задаче (12) может быть недостаточно имеющегося бюджета мощности. Отметим, что подход к оптимизации аналогичный (11) рассматривается в [9, 10], а подход аналогичный (12) – в [12], но при этом в указанных работах используются другие целевые величины, характеризующие качество связи и радиолокации.

Результаты моделирования. Рассмотрим численные примеры оптимизации линейного кодирования в совместной системе радиосвязи и радиолокации. Моделирование выполняется в среде MATLAB с использованием пакета CVX [17]. Будем рассматривать линейную эквидистантную антенную решетку с числом элементов $N = 16$ и с шагом между излучателями, равным половине длины волны. Пусть передающая станция осуществляет радиолокационное зондирование в секторе $\pm 15^\circ$. Для оптимизации радиолокационного сектора будем рассматривать шесть направлений ($K = 6$) с равномерным шагом в секторе обзора. Количество пользователей M будет переменным в зависимости от сценария. Коэффициенты передачи каналов связи моделируются как случайные величины с комплексным нормальным распределением с нулевым средним и равной единице дисперсией, что соответствует рэлеевской модели канала. Отметим, что в модели сигналов (2) все величины, кроме вектора \mathbf{f} ,

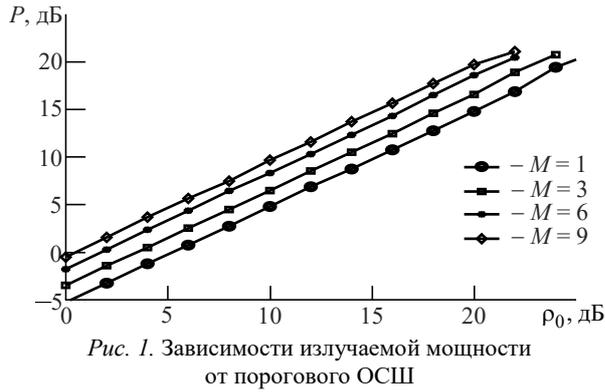


Fig. 1. The total power versus the target signal-to-noise ratio (SNR)

являются нормированными к единице. Тогда величина $\|\mathbf{f}\|_2^2$ излучаемой мощности будет определять значение ОСШ. Моделируемые характеристики усредняются по 500-м реализациям.

В первом примере рассматривается задача оптимизации излучаемой мощности (оптимизационная задача (3)). Будем также полагать, что пороговые значения ОСШ для связи и радиолокации соответствуют условию $\rho_0 = \mu_0/\sigma^2$. Максимальная мощность, излучаемая одним элементом, равна $P_1 = 10$ дБ. На рис. 1 показаны зависимости излучаемой мощности от требуемой пороговой величины ОСШ ρ_0 . Показаны четыре зависимости, соответствующие разному числу обслуживаемых пользователей M , а именно 1, 3, 6, 9. При увеличении порогового ОСШ излучаемая мощность линейно растет. Излучаемая мощность также возрастает с ростом числа пользователей, так как требуется больше энергетических ресурсов, чтобы обеспечить заданное качество связи для всех пользователей. Следует отметить, что увеличение числа пользователей не приводит к пропорциональному росту излучаемой мощности. Это связано с тем, что при добавлении нового пользователя ($M+1$) его вектор канальных коэффициентов \mathbf{h}_{M+1} занимает подпространство, образуемое векторами $\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_M$ и $\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)$. Чем больше проекция вектора \mathbf{h}_{M+1} на это подпространство, тем меньше дополнительной мощности потребуется для обслуживания нового пользователя. Другими словами, пространственный спектр мощности сигнала для нового пользователя частично перекрывается с пространственными спектрами других пользователей и лучами, сформированными для обеспечения зоны радиолокационного обзора.

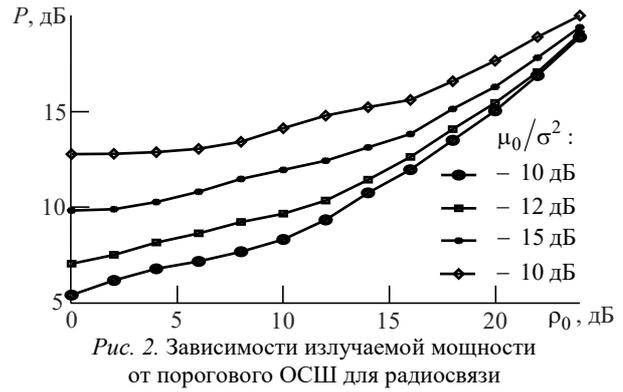


Fig. 2. The total power versus the target SNR for communication

Кроме того, из рис. 1 видно, что кривые имеют обрыв на уровне предельной излучаемой мощности $P = NP_1 = 22$ дБ, так как оптимизационная задача становится несовместной, т. е. бюджета мощности не хватает для того, чтобы обеспечить качество обслуживания не хуже заданного.

Во втором примере также рассматривается задача оптимизации излучаемой мощности. Число обслуживаемых пользователей выбрано $M = 6$, максимальная мощность, излучаемая одним элементом, равна $P_1 = 10$ дБ. Величина порогового ОСШ для радиолокационной задачи μ_0/σ^2 принимает фиксированное значение. На рис. 2 приведены четыре кривые, которые являются зависимостями излучаемой мощности от порогового ОСШ для радиосвязи ρ_0 . Этим кривым соответствуют значения μ_0/σ^2 , равные 10, 12, 15, 18 дБ. Отметим, что в данном случае начальный участок кривых (при малом значении ρ_0) является пологим, так как излучаемая мощность определяется величиной порогового ОСШ для радиолокации μ_0/σ^2 . Далее начинается более резкое нарастание излучаемой мощности, переходящее в линейный рост. Это означает, что при больших значениях ρ_0 излучаемая мощность определяется потребностями радиосвязи.

В третьем примере выполняется оптимизация качества обслуживания для наихудшего случая (оптимизационная задача (8)). Полагается, что $\rho_0 = \mu_0/\sigma^2$. На рис. 3 показана зависимости ОСШ в наихудшем канале $\nu_{\min} = \min[\rho_1, \dots, \rho_M, \mu_1, \dots, \mu_K]$ от бюджета мощности в элементе антенной решетки. Показанным зависимостям соответствует различное число обслуживаемых пользователей M , равное 1, 3, 6, 9.

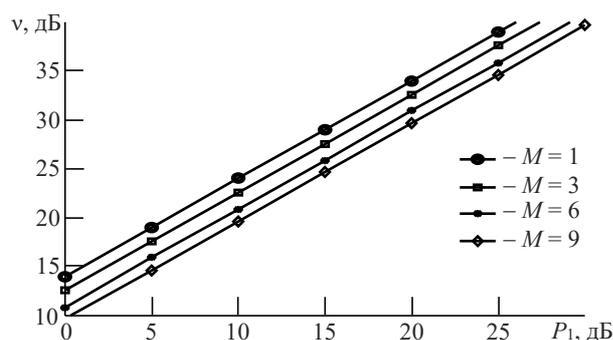


Рис. 3. Зависимости наихудшего ОСШ от бюджета мощности

Fig. 3. The worst SNR versus power budget

Зависимости имеют линейный характер, так как увеличение бюджета мощности дает возможность пропорционально повысить ОСШ в приемниках. Увеличение числа пользователей приводит к уменьшению значения ОСШ, так как имеющиеся энергетические ресурсы расходуются на обслуживание большего количества пользователей. Аналогично первому примеру уменьшение ОСШ не пропорционально увеличению числа пользователей.

Наконец, в четвертом примере выполняется оптимизация качества обслуживания для наихудшего случая при заданном бюджете мощности в каждом антенном канале, который ограничивается максимальной мощностью $P_1 = 10$ дБ. На рис. 4 показаны зависимости ОСШ в наихудшем канале для радиосвязи $\rho_{\min} = \min[\rho_1, \dots, \rho_M]$ и ОСШ для радиолокации $\mu_{\min} = \min[\mu_1, \dots, \mu_K]$ от величины β , которая определяет соотношение между ОСШ для задачи радиосвязи и радиолокации $\beta = \rho_0/\mu_0$, при этом

$$\rho_0 = \sqrt{\beta}, \quad \mu_0 = 1/\sqrt{\beta}.$$

В результате ОСШ в наихудшем канале для радиосвязи ρ_{\min} увеличиваются с ростом величины β , а ОСШ в наихудшем канале для радиолокации

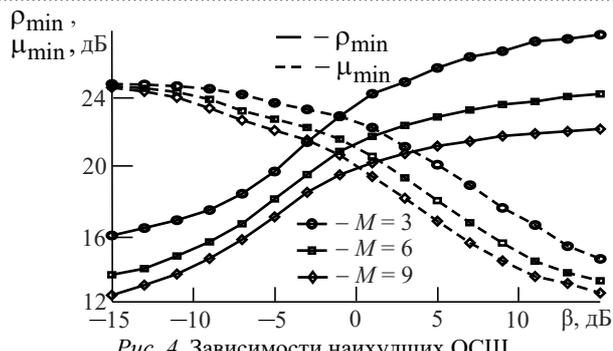


Рис. 4. Зависимости наихудших ОСШ от соотношения пороговых значений ОСШ

Fig. 4. The worst SNR versus the threshold SNR

μ_{\min} уменьшаются с ростом β . С увеличением числа пользователей значения величин ρ_{\min} и μ_{\min} уменьшаются, так одинаковые энергетические ресурсы расходуются на обслуживание большего числа пользователей, что приводит к снижению ОСШ. Аналогичные кривые приведены в [12], только в качестве переменного параметра выступает величина порогового значения отношения сигнал/(шум + помеха) для радиолокации, увеличение которой приводит к снижению ресурсов, затрачиваемых на радиосвязь.

Заключение. В статье рассматривается оптимизация кодирования сигнала в антенной решетке совмещенной системы радиолокации и многоадресной передачи данных. Предлагаются два подхода к оптимизации, получившие распространение в системах многопользовательской связи. Первый подход основан на минимизации суммарной излучаемой мощности, а второй основан на максимизации качества связи для наихудшего канала передачи данных и радиолокационного наблюдения. Задачи оптимизации линейного кодирования были сведены к выпуклым задачам полуопределенного программирования. Представлены результаты моделирования, подтверждающие характеристики оптимального кодирования.

Список литературы

1. 5G network capacity: key elements and technologies / Q. C. Li, H. Niu, A. T. Papathanassiou, G. Wu // IEEE Vehicular Technology Mag. 2014. Vol. 9, № 1. P. 71–78. doi: 10.1109/MVT.2013.2295070
2. Automotive radars: A review of signal processing techniques / S. Patole, M. Torlak, D. Wang, M. Ali // IEEE Signal Process. Mag. 2017. Vol. 34. P. 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914
3. A survey of autonomous driving: common practices and emerging technologies / E. Yurtsever, J. Lambert, A. Carballo, K. Takeda // IEEE Access. 2020. Vol. 8.

- P. 58443–58469. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2983149
4. Automotive radar signal processing: research directions and practical challenges / F. Engels, P. Heidenreich, M. Wintermantel, L. Stäcker, M. Al Kadi, A. M. Zoubir // IEEE J. of Selected Topics in Signal Processing. 2021. Vol. 15, № 4. P. 865–878. doi: 10.1109/JSTSP.2021.3063666
5. Joint radar-communications strategies for autonomous vehicles / D. Ma, N. Shlezinger, T. Huang, Y. Liu, Y. C. Eldar // IEEE Signal Processing Mag. 2020. Vol. 37, № 4. P. 85–97. doi: 10.1109/MSP.2020.2983832

6. Radar and communication coexistence: an overview / L. Zheng, M. Lops, Y. C. Eldar, X. Wang // IEEE Signal Processing Mag. 2019. Vol. 36, № 5. P. 85–99. doi: 10.1109/MSP.2019.2907329

7. Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design / F. Liu, L. Zhou, C. Masouros, A. Li, W. Luo, A. Petropulu // IEEE Transactions on Signal Processing. 2018. Vol. 66, № 16. P. 4264–4279. doi: 10.1109/TSP.2018.2847648

8. Toward millimeter wave joint radar-communications: a signal processing perspective / K. V. Mishra, B. Shankar, V. Koivunen, B. Ottersten, S. A. Vorobyov // IEEE Signal Processing Mag. 2019. Vol. 36, № 5. P. 100–114. doi: 10.1109/MSP.2019.2913173

9. MU-MIMO communications with MIMO radar: from co-existence to joint transmission / F. Liu, C. Masouros, A. Li, H. Sun, L. Hanzo // IEEE Trans. On Wireless Communication. 2018. Vol. 17, № 4. P. 2755–2770. doi: 10.1109/TWC.2018.2803045

10. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and radar / X. Liu, T. Huang, N. Shlezinger, Y. Liu, J. Zhou, Y. C. Eldar // IEEE Trans. on Signal Processing. 2020. Vol. 68. P. 3929–3944. doi: 10.1109/TSP.2020.3004739

11. Liu X., Huang T., Liu Y. Transmit design for joint MIMO radar and multiuser communications with transmit

covariance constraint. URL: <https://arxiv.org/pdf/2109.00779v1.pdf> (дата обращения 24.01.2022)

12. Multicasting precoder design for vehicular joint radar-communication systems / S. H. Dokhanchi, B. S. Mysore, R. M. Kobayashi, B. Ottersten // Proc. of the 1st IEEE Intern. Online Symp. on Joint Communications & Sensing. Dresden, Germany, 23–24 Feb. 2021. doi: 10.1109/JCS52304.2021.9376334

13. Sidiropoulos N. D., Davidson T. N., Luo Z.-Q. Transmit beamforming for physical-layer multi-casting // IEEE Trans. Signal Processing. 2006. Vol. 54, № 6. P. 2239–2251. doi: 10.1109/TSP.2006.872578

14. Convex optimization-based beamforming / A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos, S. Shahbazpanahi, M. Bengtsson, B. Ottersten // IEEE Signal Processing Mag. 2010. Vol. 27, № 3. P. 62–75. doi: 10.1109/MSP.2010.936015

15. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems / Z.-Q. Luo, W.-K. Ma, A. M.-C. So, Y. Ye, S. Zhang // IEEE Signal Processing Mag. 2010. Vol. 27, № 3. P. 20–34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019

16. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge: Cambridge University Press, 2004. 727 p. doi: 10.1017/CBO9780511804441

17. Grant M. C., Boyd S. P. The CVX Users' Guide. URL: <http://cvxr.com/cvx/doc/CVX.pdf> (дата обращения 24.01.2022)

Информация об авторах

Штарев Дмитрий Вадимович – аспирант, начальник отдела ПАО «НПО "Алмаз"». Сфера научных интересов – радиолокация, совместные системы радиолокации и радиосвязи, цифровая микроэлектроника.

Адрес: ПАО «НПО "Алмаз" им. академика А. А. Расплетина», Ленинградский пр., д. 80, корп. 16, Москва, 125190, Россия

E-mail: dshtarev@lemz.ru

Маврычев Евгений Александрович – кандидат технических наук (2003), доцент (2012) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая обработка сигналов и ее применение в радиосвязи и радиолокации, теория обнаружения и оценивания, адаптивная обработка сигналов, обработка данных в сетях, машинное обучение.

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

E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>

References

1. Li Q. C., Niu H., Papathanassiou A. T., Wu G. 5G Network Capacity: Key Elements and Technologies. IEEE Vehicular Technology Mag. 2014, vol. 9, no. 1, pp. 71–78. doi: 10.1109/MVT.2013.2295070

2. Patole S., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive Radars: A Review of Signal Processing Techniques. IEEE Signal Process. Mag. 2017, vol. 34, pp. 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914

3. Yurtsever E., Lambert J., Carballo A., Takeda K. A Survey of Autonomous Driving: Common Practices and Emerging Technologies. IEEE Access. 2020, vol. 8, pp. 58443–58469. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2983149

4. Engels F., Heidenreich P., Wintermantel M., Stäcker L., Kadi M. Al, Zoubir A. M. Automotive Radar Signal Processing: Research Directions and Practical Challenges. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. 2021, vol. 15, no. 4, pp. 865–878. doi: 10.1109/JSTSP.2021.3063666

5. Ma D., Shlezinger N., Huang T., Liu Y., Eldar Y. C. Joint radar-communications strategies for autonomous vehicles. IEEE Signal Processing Mag. 2020, vol. 37, no. 4, pp. 85–97. doi: 10.1109/MSP.2020.2983832

6. Zheng L., Lops M., Eldar Y. C., Wang X. Radar and Communication Coexistence: an Overview. IEEE Signal

Processing Mag. 2019, vol. 36, no. 5, pp. 85–99. doi: 10.1109/MSP.2019.2907329

7. Liu F., Zhou L., Masouros C., Li A., Luo W., Petropulu A. Toward Dual-Functional Radar-Communication Systems: Optimal Waveform Design. IEEE Transactions on Signal Processing. 2018, vol. 66, no. 16, pp. 4264–4279. doi: 10.1109/TSP.2018.2847648

8. Mishra K. V., Shankar B., Koivunen V., Ottersten B., Vorobyov S. A. Toward Millimeter Wave Joint Radar-Communications: A Signal Processing Perspective. IEEE Signal Processing Mag. 2019, vol. 36, no. 5, pp. 100–114. doi: 10.1109/MSP.2019.2913173

9. Liu F., Masouros C., Li A., Sun H., Hanzo L. MU-MIMO Communications with MIMO Radar: from Co-Existence to Joint Transmission. IEEE Trans. On Wireless Communication. 2018, vol. 17, no. 4, pp. 2755–2770. doi: 10.1109/TWC.2018.2803045

10. Liu X., Huang T., Shlezinger N., Liu Y., Zhou J., Eldar Y. C. Joint Transmit Beamforming for Multiuser MIMO Communications and Radar. IEEE Trans. on Signal Processing. 2020, vol. 68, pp. 3929–3944. doi: 10.1109/TSP.2020.3004739

11. Liu X., Huang T., Liu Y. Transmit Design for Joint MIMO Radar and Multiuser Communications with Transmit Covariance Constraint. Available at: <https://arxiv.org/pdf/2109.00779v1.pdf> (accessed 24.01.2022)

12. Dokhanchi S. H., Mysore R B. S., Kobayashi M., Ottersten B. Multicasting Precoder Design for Vehicular Joint Radar-Communication Systems. Proc. of the 1st IEEE Intern. Online Symp. on Joint Communications & Sensing. Dresden, Germany, 23–24 Feb. 2021. doi: 10.1109/JCS52304.2021.9376334

13. Sidiropoulos N. D., Davidson T. N., Luo Z.-Q. Transmit beamforming for physical-layer multi-casting. IEEE Trans. Signal Processing. 2006, vol. 54, no. 6, pp. 2239–2251. doi: 10.1109/TSP.2006.872578

14. Gershman A. B., Sidiropoulos N. D., Shahbazpanahi S., Bengtsson M., Ottersten B. Convex Optimization-Based Beamforming. IEEE Signal Processing Mag. 2010, vol. 27, no. 3, pp. 62–75. doi: 10.1109/MSP.2010.936015

15. Luo Z.-Q., Ma W.-K., So A. M.-C., Ye Y., Zhang S. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems. IEEE Signal Processing Mag. 2010, vol. 27, no. 3, pp. 20–34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019

16. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge, Cambridge University Press, 2004, 727 p. doi: 10.1017/CBO9780511804441

17. Grant M. C., Boyd S. P. The CVX Users' Guide. Available at: <http://cvxr.com/cvx/doc/CVX.pdf> (accessed 24.01.2022)

Information about the authors

Dmitry V. Shtarev, Postgraduate student, Head of the Department of PJSC NPO Almaz. Area of expertise: radar, dual function radar and communication systems, digital microelectronics.
Address: PJSC NPO Almaz, 80, Leningradsky prospect, bldg. 16, Moscow 125190, Russia
E-mail: dshtarev@lemz.ru

Evgeny A. Mavrychev, Cand. Sci. (Eng.) (2003), Associate Professor (2012) on the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of more than 80 scientific papers. Area of expertise: statistical signal processing and its application in communications and radar, detection and estimation theory, adaptive signal processing, data processing in networks, machine learning.
Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 80, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>