

Влияние взаимосвязей антенных элементов на функцию неопределенности MIMO радиолокатора

Ю. М. Мелёшин

Институт микроприборов и систем управления им. Л.Н. Преснухина, НИУ МИЭТ
Москва, Россия

i@imym.ru

Аннотация. Актуальными являются исследования MIMO радаров, построенных на основе кодового разделения с использованием BPSK модуляции сигналов, так как такие системы обладают более простой в реализации аппаратной архитектурой. Одной из задач проектирования радара является формирование требований к его физической антенной решетке. В рамках данной работы были проведены численные исследования влияния развязки между комбинациями передающих и приемных антенных элементов на качество работы MIMO радиолокатора. В качестве метрики были выбраны интегральный и пиковые уровни боковых лепестков пространственной многомерной функции неопределенности в двух сечениях: сечение по углу места и азимуту при фиксированной дальности и скорости и по дальности и скорости при фиксированном угловом положении. В результате исследование показано, что интегральный уровень пролаза сигнала между всеми комбинациями антенных элементов не должен превышать минус 20 дБ для исключения влияния сигналов пролазов для рассматриваемого в работе MIMO радиолокатора.

Ключевые слова: FMCW, BPSK, MIMO Radar, двоичные последовательности

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные радиолокаторы секторного обзора должны обладать малыми габаритами и простой аппаратной архитектурой реализации, одной из технологий построения, которая отвечает данным требованиям, является технология радиолокаторов с множественным входом и множественным выходом (англ. «multiple-input-multiple-output», далее – MIMO РЛС). В таких системах ключевым отличием от традиционных систем на базе активных фазированных антенных решеток (АФАР) является возможность построения виртуальной антенной решетки [1–3], которая строится из N_{tx} передающих и N_{rx} приемных антенных элементов и имеет итоговую размерность $N_{tx} \times N_{rx}$ элементов. Основной характеристикой такой системы является пространственная функция неопределенности (ФН), которая является многомерной функцией откликов целей в пространстве: азимут, угол места, скорость и дальность [4–8]. В разных системах могут использоваться только некоторые сечения данной ФН.

В отличие от АФАР в MIMO РЛС паразитные комплексные коэффициенты пролаза сигналов между физическими антенными элементами будут также оказывать влияние на характеристики ФН в различных сечениях. Для численной оценки качества ФН принято использования понятия максимального уровня боковых

лепестков (МУБЛ) и интегрального уровня боковых лепестков (ИУБЛ). В различных сечениях ФН.

Таким образом, целью данного исследования является численное определение влияния коэффициентов развязки между антенными элементами (от передающих к приемным и между приемными) на МУБЛ и ИУБЛ ФН в двух сечениях: сечение по углу места и азимуту при фиксированной дальности и скорости и по дальности и скорости при фиксированном угловом положении. По результатам расчетов сформулировать численные требования к коэффициентам развязки и провести моделирование антенной системы MIMO РЛС 32×16 К-диапазона частотам на предмет соответствия заявленных параметров.

II. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

Для составления математического описания необходимо сначала выбрать тип псевдослучайной последовательности (ПСП) и способ обеспечения ортогональности излучаемых сигналов, самыми распространенными для BPSK систем являются М-последовательности и последовательности Лежандра, при этом применительно к данной задаче, можно выбрать любую из них, полученные результаты могут быть интерпретированы на обе. Остановимся на последовательности Лежандра.

Запишем выражение для генерации ансамбля последовательностей, введем исходную базовую последовательность Лежандра длительностью N_s символов:

$$L_1[n] = Legendre(N_s), n = 0, 1, \dots, N_s - 1,$$

тогда воспользовавшись циклическим сдвигом исходной последовательности на N_{shift} символов и сложением по модулю 2 с исходной последовательностью, можно сформировать N_{tx} псевдоортогональных ПСП для передающих каналов:

$$L_k[n] = (L_1[(n + (k - 1)N_{shift}) \bmod N_s] + L_1[n]) \bmod 2, k = 2, \dots, N_{tx}.$$

Далее выразим BPSK модулированный сигнал для полосы сигнала на высокой частоте BW :

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{N_s} L_k[m] \cdot rect\left(\frac{t - mT_{chip}}{T_{chip}}\right), T_{chip} = 2/BW.$$

И запишем его в дискретном виде с 4 отчетами дискретизации на символ:

$$s_k[n] = s_k(nT_s), T_s = T_{chip}/4, n = 0, \dots, 4N_s - 1.$$

Далее определим сигналы откликов от моделируемых целей (количество целей $N_{targets}$) в идеальном случае, без учета шума и паразитных сигналов пролаза антенных элементов:

$$r_l^{target}(t) = \sum_{k=1}^{N_{tx}} \sum_{i=1}^{N_{targets}} \frac{\sqrt{\sigma_i}}{R_k^i R_l^i} \cdot s_k(t - \tau_{kl}^i) \cdot e^{j(2\pi f_d^i t + \phi_{kl}^i)},$$

где k и l – это индексы передающего и приемного антенных элементов, $\tau_{kl}^i = (R_k^i + R_l^i)/c$ – это временные задержки, зависящие от расстояний от антенных элементов до целей $R(\phi_{kl}^i$ – соответствующие фазовые задержки), а $f_d^i = 2V^i/\lambda$ – частота доплеровского сдвига.

Для учета взаимного влияния антенных элементов введем две матрицы: $\mathbf{C}_{tx}$ – описывающие комплексные коэффициенты пролаза от передающих элементов к приемным и $\mathbf{C}_{rx}$ – развязка приемных элементов, определяемые как:

$$\mathbf{C}_{tx} \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times N_{rx}}, C_{tx}^{kl} = A_{kl} e^{j\psi_{kl}},$$

$$\mathbf{C}_{rx} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{rx}}, C_{rx}^{lm} = A_{lm} e^{j\psi_{lm}},$$

где $A_{kl}, A_{lm}, \psi_{kl}$ и ψ_{lm} – амплитуды и фазы соответствующих коэффициентов пролаза антенных элементов.

Таким образом, получаем итоговый паразитный сигнал пролазов и итоговый сигнал (с учетом добавления теплового шума):

$$r_l^{target}(t) = \sum_{k=1}^{N_{tx}} C_{tx}^{kl} s_k(t) + \sum_{m=1}^{N_{rx}} C_{rx}^{lm} r_m(t),$$

$$r_l(t) = r_l^{target}(t) + r_l^{target}(t) + AWGN(SNR).$$

Далее, для проведения доплеровской обработки необходимо получить выборки сигналов для медленного и быстрого БПФ, для этого удобно воспользоваться частичной кросс корреляцией излучаемых ПСП с разбиением их на N_{imp} подымпульсов [9–10]:

$$\chi_{ki}^m[g] = \sum_{n=0}^{N_{sub}} r_l[n] \cdot s_k^*[n - g - mN_{sub}],$$

где $N_{sub} = N_s/N_{imp}$ – длина подпоследовательности, а $m = 1, \dots, N_{imp}$ – номер подымпульса.

Далее по полученным сигналам выполняется доплеровская обработка:

$$D_{kl}[g, p] = \sum_{m=0}^{N_{imp}-1} \chi_{kl}^m[g] \cdot e^{-j2\pi mp/N_{imp}},$$

где p – индекс доплеровской частоты.

Для получения пространственного распределения откликов сигналов необходимо выполнить двумерное БПФ по элементам виртуальной антенной решетки:

$$AF(\theta, \varphi, R, V) = FFT2 \left(D_{kl}[g(R), p(V)] \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(kd_{el} \sin \theta + ld_{az} \sin \varphi)} \right),$$

где d_{el} и d_{az} – межэлементное расстояние ВАР в угломестной и азимутальной плоскостях соответственно.

Для отображения результатов и введения метрик удобно использовать различные сечения АФ для фиксированных значений $\theta_0, \varphi_0, R_0, V_0$:

$$AF_{ang}(\theta, \varphi) = AF(\theta, \varphi, R_0, V_0),$$

$$AF_{r,v}(R, V) = AF(\theta_0, \varphi_0, R, V).$$

Для численного анализа полученных результатов в качестве метрик будем использовать значения пикового и интегрального уровня боковых лепестков в представленных сечениях:

$$PSL_{ang} = \max_{(\theta, \varphi) \in \Omega_{main}} \left\{ 20 \log_{10} \left(\frac{AF_{ang}(\theta, \varphi)}{\max(AF_{ang})} \right) \right\},$$

$$PSL_{r,v} = \max_{(R, V) \in \Omega_{main}} \left\{ 20 \log_{10} \left(\frac{AF_{r,v}(R, V)}{\max(AF_{r,v})} \right) \right\},$$

$$ISL_{ang} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{(\theta, \varphi) \in \Omega_{main}} |AF_{ang}(\theta, \varphi)|^2}{|\max(AF_{ang})|^2} \right),$$

$$ISL_{r,v} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{(R, V) \in \Omega_{main}} |AF_{r,v}(R, V)|^2}{|\max(AF_{r,v})|^2} \right),$$

где Ω_{main} – область главного лепестка отклика от цели в АФ.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Математическое моделирование проводилось для МИМО РЛС с 16 приемными и 16 передающими элементами, основные параметры моделирования представлены в табл. 1.

ТАБЛИЦА I. ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАТОРА

Parameter	Values
Frequency range, GHz	24.05 – 24.25
Полоса частот ВЧ (BW), МГц	20
Number of Tx channels (N_{tx})	16 (one line in elevation plane)
Number of Rx channels (N_{rx})	16 (one line in azimuthal plane)
Tx elemets step (d_{el}), mm	6.2
Rx elemets step (d_{az}), mm	6.2
Длина последовательности Лежандра (N_ϵ)	4799, 17599, 33199
Число подымпульсов (N_{imp})	32

Для представленной конфигурации исследовались сечения $AF_{ang}(\theta, \varphi)$ и $AF_{r,v}(R, V)$. На рис. 1 и 2 представлены примеры получаемых данных для нескольких произвольных целей и $N_s = 4799$.

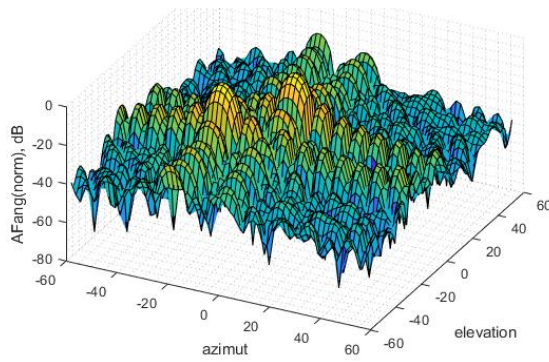


Рис. 1. Нормированная ФН в угловых координатах

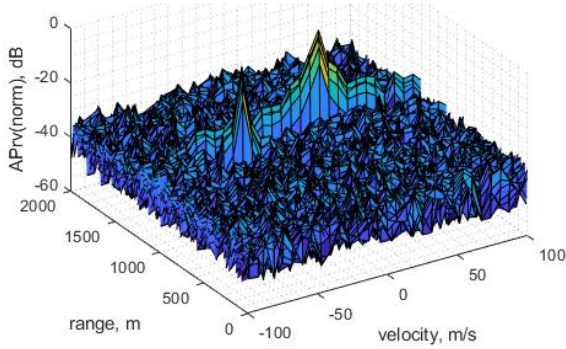


Рис. 2. Нормированная ФН в координатах дальность/скорость

По представленным данным видно, что в обоих случаях две цели успешно разрешаются в представленных координатах, следовательно, можно говорить о работоспособности разработанной модели и возможности проведения дальнейшего исследования.

Следующим шагом были промоделированы зависимости PSL_{ang} , ISL_{ang} , $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от суммы коэффициентов матриц C_{tx} и C_{rx} , при значении эквивалентного отношения сигнал/шум $SNR = 0$ дБ.

На рис. 3 и 4 показаны результаты при $N_s = 4799$ для изменения C_{tx} :

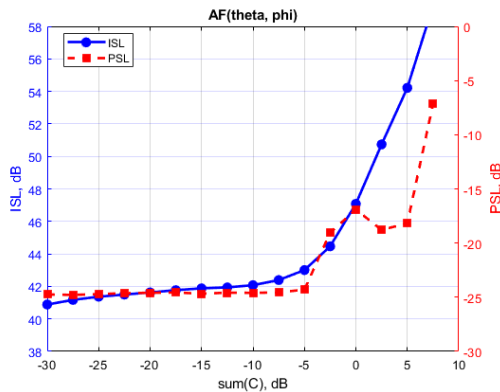


Рис. 3. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{tx} при $N_s = 4799$.

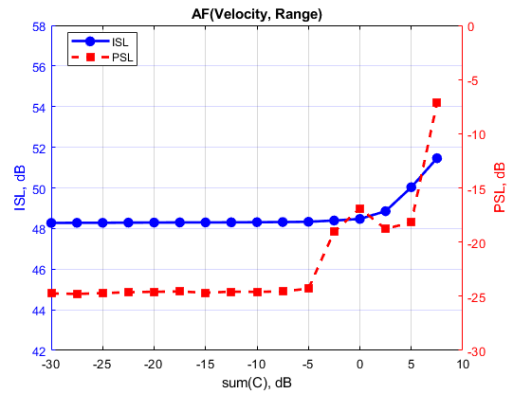


Рис. 4. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{tx} при $N_s = 4799$.

Как видно по графикам, существенный рост PSL начинается после значения суммы C_{tx} минус 5 дБ. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} растет около 0,5 дБ на декаду.

На рис. 5 и 6 показаны результаты для изменения C_{rx} :

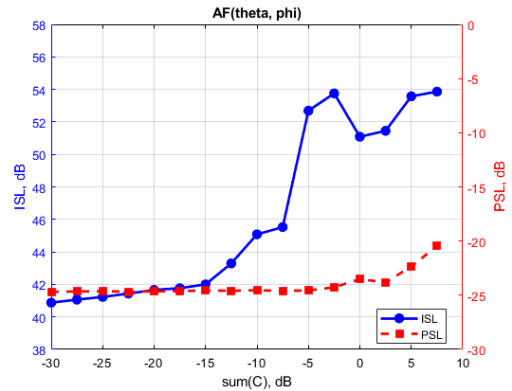


Рис. 5. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{rx} при $N_s = 4799$.

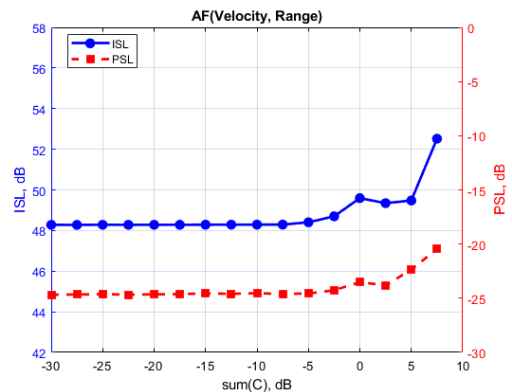


Рис. 6. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{rx} при $N_s = 4799$.

Как видно по графикам, небольшой рост PSL начинается после значения суммы C_{rx} минус 5 дБ. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} существенно растет после значения суммы C_{rx} минус 15 дБ.

На рис. 7 и 8 показаны результаты при $N_s = 17599$ для изменения C_{tx} :

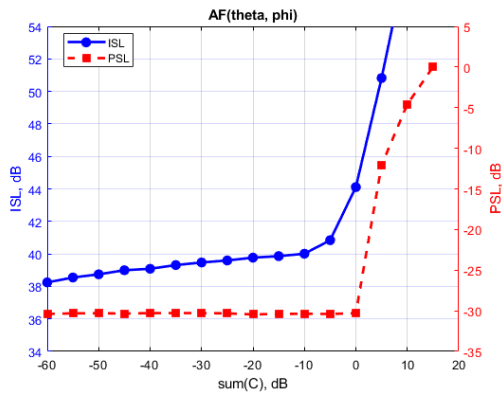


Рис. 7. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{tx} при $N_s = 17599$.

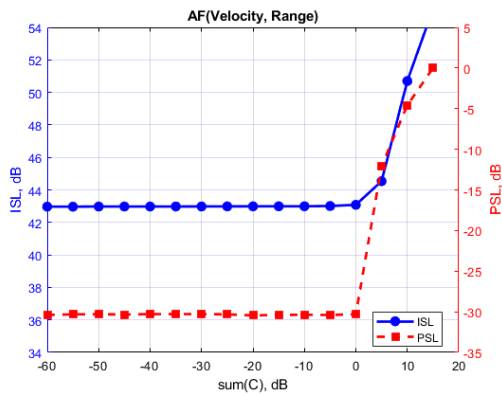


Рис. 8. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{tx} при $N_s = 17599$.

Как видно по графикам, существенный рост PSL начинается после значения суммы C_{tx} 0 дБ. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} растет около 0,2 дБ на декаду до уровня C_{tx} минус 10 дБ.

На рис. 9 и 10 показаны результаты для изменения C_{rx} :

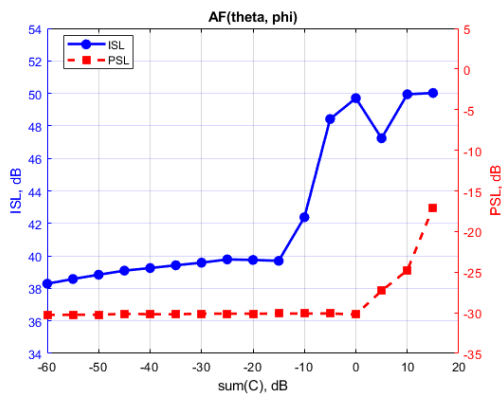


Рис. 9. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{rx} при $N_s = 17599$.

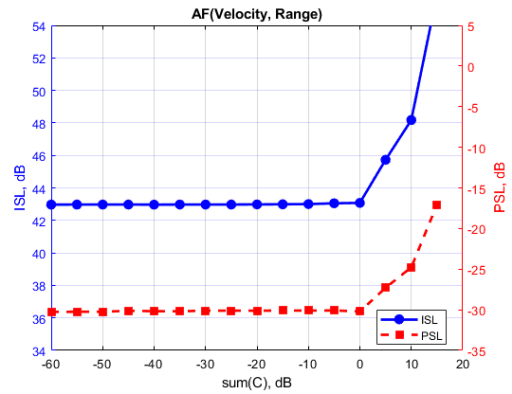


Рис. 10. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{rx} при $N_s = 17599$.

Как видно по графикам, существенный рост PSL начинается после значения суммы C_{rx} минус 0 дБ. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} существенно растет после значения суммы C_{rx} минус 15 дБ.

На рис. 11 и 12 показаны результаты при $N_s = 33199$ для изменения C_{tx} :

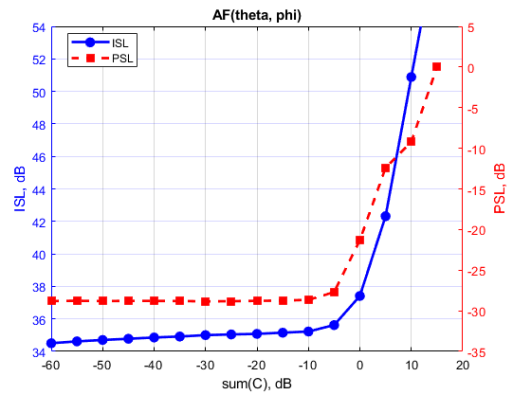


Рис. 11. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{tx} при $N_s = 33199$.

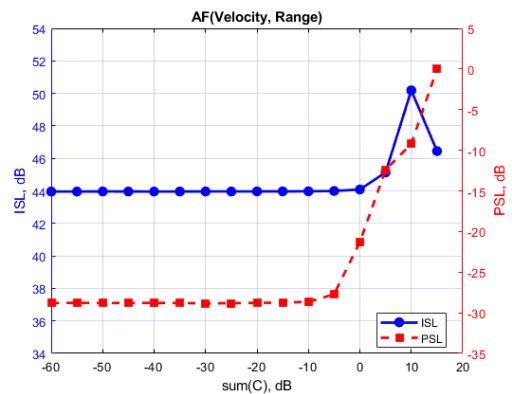


Рис. 12. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{tx} при $N_s = 33199$.

Как видно по графикам, существенный рост PSL начинается после значения суммы C_{tx} минус 5 дБ. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} растет около 0,2 дБ на декаду до уровня C_{tx} минус 5 дБ.

На рис. 13 и 14 показаны результаты для изменения C_{rx} :

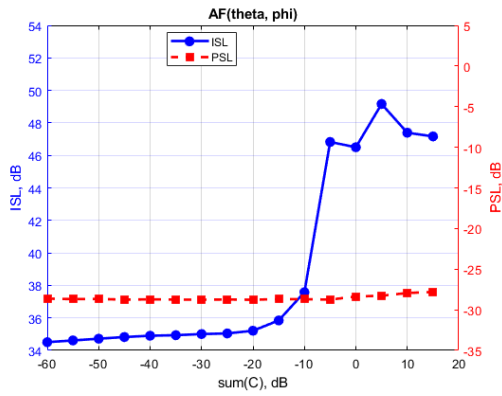


Рис. 13. PSL_{ang} и ISL_{ang} от C_{rx} при $N_s = 33199$.

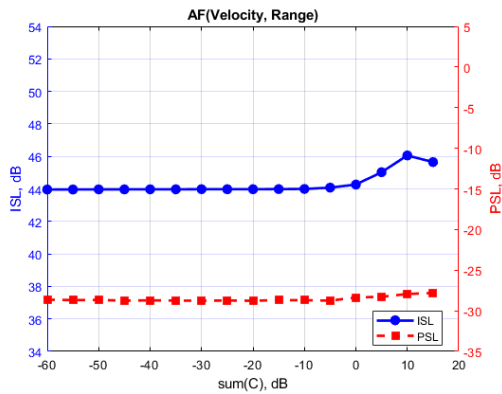


Рис. 14. $PSL_{r,v}$ и $ISL_{r,v}$ от C_{rx} при $N_s = 33199$.

Как видно по графикам, PSL показывает монотонную характеристику во всем диапазоне. При этом $ISL_{r,v}$ демонстрирует монотонную характеристику, а ISL_{ang} существенно растет после значения суммы C_{rx} минус 10 дБ.

Проанализировав полученные данные, можно сделать заключение, что большее влияние на PSL и ISL оказывает C_{tx} , при этом увеличение длительности используемой ПСП существенно улучшает ситуацию и может быть рекомендовано в случае, если фактические значения C_{rx} и C_{tx} не удовлетворяют требованиям. Для ММО РЛС структуры, схожей с рассматриваемой в данной работе суммарные значения C_{rx} и C_{tx} не должны превышать минус 20 дБ.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате исследования были получены аналитические выражения для определения пространственной многомерной функции неопределенности. В качестве метрики были выбраны интегральный и пиковые уровни боковых лепестков пространственной многомерной функции неопределенности в двух сечениях: сечение по углу места и азимуту при фиксированной дальности и скорости и по дальности и скорости при фиксированном угловом положении.

По полученным выражениям была составлена математическая модель и проведены исследования влияния матриц развязки антенных элементов на боковые лепестки функции неопределенности в различных сечениях для ММО радиолокатора К-диапазона частот с 16 передающими и 16 приемными элементами. В качестве сигналов были использованы BPSK сигналы на основе последовательностей Лежандра длиной 4799, 17599 и 33199 символов.

В результате исследование показано, что интегральный уровень пролаза сигнала между всеми комбинациями антенных элементов не должен превышать минус 20 дБ для исключения влияния сигналов пролазов для рассматриваемого в работе ММО радиолокатора, при этом увеличение длительности последовательности положительно влияет на пороговое значение требуемого интегрального уровня пролаза и может быть использовано как средство улучшения характеристик ММО радиолокатора в случае, когда фактические полученные значения развязки антенных элементов недостаточные.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] D.R. Fuhrmann and G. San Antonio, "Transmit beamforming for MIMO radar systems using signal cross-correlation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 1, pp. 171-186, January 2008.
- [2] S. Sun, A.P. Petropulu, and H.V. Poor, "MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: advantages and challenges," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 37, no. 4, pp. 98-117, July 2020.
- [3] D. Patrick, Y. Huang, and P. V. Brennan, "FMCW based MIMO imaging radar," ARMMS, 2014.
- [4] J. Jung, S. Lim, S.-C. Kim and S. Lee, "Solving Doppler-Angle Ambiguity of BPSK-MIMO FMCW Radar System," in IEEE Access, vol. 9, pp. 120347-120357, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3108783.
- [5] M.G. Gaydos, D.J. Love and T. Kim, "Constant Modulus Precoded MIMO Radar Based on Zadoff-Chu Sequences," in IEEE Transactions on Radar Systems, vol. 2, pp. 677-689, 2024.
- [6] Y.M. Meleshin, "Effect of Cross-Correlation on the Ambiguity Function in FMCW MIMO Radars," 2025 27th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2025, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA64310.2025.10977892.
- [7] U. Kumbul, N. Petrov, C.S. Vaucher and A. Yarovoy, "Smoothed phase-coded FMCW: waveform properties and transceiver architecture," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 59, no. 2, pp. 1720-1737, April 2023.
- [8] H. Kuoye, B. Qian, T. Weixian, W. Yanping and H. Wen, "Statistical Analysis of the Effects of Virtual Element Position Errors on Airborne Down-Looking LASAR 3-D Imaging," in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 12, no. 9, pp. 1888-1892, Sept. 2015.
- [9] Y.M. Meleshin, "Algorithm For Partial Cross-Correlation Of BPSK Signals In MIMO Radars," 2025 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2025, pp. 368-371, doi: 10.1109/USBEREIT65494.2025.11054155.
- [10] E.O. Romanova, M.S. Khasanov, V.N. Karpov, A.A. Airapetian, Y.M. Meleshin and V.I. Oreshkin, "MIMO Radar Lossy Data Flow Decreasing Technique with Pseudo-Random Receivers' Duty Cycle Sequence," 2022 Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint Petersburg, Russian Federation, 2022, pp. 1413-1416.