



Соотношения для расчета диаграммы направленности МИМО РЛС при различающихся антеннах приемных и передающих элементов, формирующих ее

М. А. Степанов^а, доктор техн. наук, доцент, orcid.org/0000-0001-6095-1172, m.stepanov@corp.nstu.ru

В. С. Соколов^а, аспирант, orcid.org/0009-0001-2210-3970

^аНовосибирский государственный технический университет, К. Маркса пр., 20, Новосибирск, 630073, РФ

Введение: синтез антенных решеток МИМО отличается от синтеза классических антенных решеток тем, что диаграмма направленности первых формируется виртуальной апертурой, которая образуется путем свертки координат физических приемных и передающих элементов, что приводит к формированию большого числа виртуальных элементов. **Цель:** получить соотношения для вычисления диаграмм направленности антенных решеток МИМО радиолокационной станции при различающихся антеннах приемных и передающих элементов, формирующих ее. **Результаты:** получено выражение для расчета множителя направленности антенной решетки МИМО радиолокационной станции, позволяющее уменьшить количество математических операций в сравнении с расчетом по расположению элементов виртуальной апертуры. На его основе определено выражение, позволяющее учесть влияние диаграмм направленности антенн приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки на ее направленные свойства. Оно позволяет рассчитать диаграмму направленности антенной решетки МИМО радиолокационной станции по известным диаграммам направленности антенн приемных и передающих элементов и множителю направленности виртуальной апертуры. Приведена модель антенной решетки МИМО с классическим для нее расположением элементов. Ее множитель направленности получен двумя способами: традиционным в зависимости от расположения элементов виртуальной апертуры; с помощью предложенного в работе выражения. Их разность тождественно равна нулю для всех угловых направлений. Исходя из полученного множителя направленности, рассчитана диаграмма направленности МИМО антенной решетки для случаев использования одинаковых и различных антенн приемных и передающих элементов. Показаны пути снижения уровня боковых лепестков диаграмм направленности МИМО антенных решеток. **Практическая значимость:** полученное в работе выражение учитывает диаграммы направленности антенн приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки, что дает возможность анализировать искажение формы диаграммы направленности антенной решетки МИМО радиолокационной станции при сканировании. Вычислительная эффективность приведенного в работе выражения при 20 приемниках и 10 передатчиках составила 6,3 раза.

Ключевые слова – МИМО-радар, диаграмма направленности, множитель решетки, множитель направленности.

Для цитирования: Степанов М. А., Соколов В. С. Соотношения для расчета диаграммы направленности МИМО РЛС при различающихся антеннах приемных и передающих элементов, формирующих ее. *Информационно-управляющие системы*, 2024, № 1, с. 56–63. doi:10.31799/1684-8853-2024-1-56-63, EDN: YHDBHE

For citation: Stepanov M. A., Sokolov V. S. Ratios for calculating the radiation pattern of MIMO radar with different antennas of receiving and transmitting elements forming it. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2024, no. 1, pp. 56–63 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2024-1-56-63, EDN: YHDBHE

Введение

Рассмотрим основную идею функционирования МИМО радиолокационных станций (МИМО РЛС) [1–4]. Его можно представить в виде двух частей: МИМО антенная решетка, образуемая совокупностью передающих (Tx) и приемных (Rx) элементов, и многоканальный приемник, формирующий диаграмму направленности (ДН) антенной решетки.

Антенная решетка МИМО состоит из определенного числа передающих (nTx) и приемных (nRx) элементов. Обозначим координаты передающего элемента с порядковым номером k как $\{xT_k, yT_k, zT_k\}$ и приемного элемента с номером i как $\{xR_i, yR_i, zR_i\}$. Передающие элементы излучают взаимно ортогональные (независимые) сигналы [4–7].

Каждый из приемных элементов одновременно принимает совокупность сигналов, прошедших путь от каждого из передающих модулей до блестящих точек объекта наблюдения и обратно. Эта совокупность сигналов с каждого из приемных элементов обрабатывается отдельным каналом приемника [8].

Как правило, МИМО-приемник имеет одинаковую структуру для всех приемных каналов [1, 9, 10]. В каждом канале реализуется набор фильтров, согласованных с сигналом [11], излучаемым каждым из передающих модулей. Это позволяет сформировать на выходах всех приемных каналов $nTx \cdot nRx$ сигналов. Каждый выходной сигнал приемника соответствует определенному направлению распространения электромагнитной волны. Это позволяет, если известно расположение Rx - и Tx -элементов, сформиро-

вать виртуальный массив из $nTx \cdot nRx$ элементов — виртуальную апертуру ММО-антенны. Координаты элементов виртуальной апертуры ММО антенной решетки определяются выражениями [1]

$$\begin{cases} xV_{i,k} = xR_i + xT_k; \\ yV_{i,k} = yR_i + yT_k; \\ zV_{i,k} = zR_i + zT_k. \end{cases} \quad (1)$$

Рассчитанные по (1) координаты являются точками расположения фазовых центров элементов виртуального массива ММО-антенны.

Зная местоположение фазовых центров виртуальной апертуры ММО антенной решетки в декартовой системе координат, можем рассчитать ее множитель направленности по выражению

$$F(\alpha; \theta) = \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^M Am_{i,k} \cdot \exp \left[j\beta (x_{i,k} \times \right. \\ \left. \times [\sin(\alpha_0) - \sin(\alpha)] + y_{i,k} [\sin(\theta_0) - \sin(\theta)] \right), \quad (2)$$

где $(\alpha_0; \theta_0)$ — углы ориентации главного лепестка в плоскости азимута и угла места соответственно; N, M — количество элементов антенной решетки вдоль осей x и y соответственно; $Am_{i,k}$ — комплексная амплитуда сигнала, подводимого к виртуальному элементу антенной решетки с номером i, k ; $\beta = 2\pi/\lambda$ — коэффициент фазы, λ — длина волны излучаемого сигнала; $\{x_{i,k}; y_{i,k}\}$ — координаты виртуального элемента антенной решетки с номером i, k .

Из выражения (2) несложно заметить, что для вычисления множителя направленности ММО антенной решетки в направлении $(\alpha; \theta)$ необходимо рассчитать $nTx \cdot nRx$ комплексных экспонент. При многократном вычислении множителей направленности с мелким шагом по угловым координатам, например при поиске местоположения элементов, обеспечивающих заданные характеристики направленности [12, 13], время вычисления по (2) становится значительным.

Традиционно при анализе направленных свойств антенных решеток ММО-радаров в литературе ограничиваются оценкой характеристик их множителя решетки [1, 2, 14–17]. Выражения, позволяющие учесть ДН антенн приемных и передающих элементов ММО антенной решетки, не приводят. Это ограничивает возможности анализа искажения формы ДН антенной решетки ММО РЛС при сканировании.

Цель настоящей работы — получить соотношения для вычисления ДН антенных решеток ММО РЛС при различающихся антеннах приемных и передающих элементов, формирующих ее.

Соотношения для расчета ДН ММО антенной решетки

Выражение (2) определяет взаимосвязь множителя направленности виртуальной апертуры ММО антенной решетки и расположения ее виртуальных элементов. Получим выражение, позволяющее рассчитать множитель направленности виртуальной апертуры ММО антенной решетки на основе местоположения непосредственно приемных и передающих элементов, не формируя виртуальную апертуру.

Рассмотрим массивы приемных и передающих элементов отдельно. Предположим, что каждый из этих массивов излучает когерентно связанные сигналы. В этом случае каждый из массивов приемных и передающих элементов образует антенную решетку, местоположение элементов которой совпадает с местоположением приемных или передающих элементов соответственно. Будем называть приемной антенную решетку, местоположение элементов которой совпадает с местоположением приемных элементов ММО антенной решетки, а передающей — местоположение элементов которой совпадает с местоположением передающих элементов ММО антенной решетки.

Множители направленности каждой из этих решеток можно рассчитать по выражению (2), подставив координаты элементов и задав амплитудное распределение. Обозначим $F_R(\alpha, \theta)$ и $F_T(\alpha, \theta)$ множитель направленности приемной и передающей антенной решетки соответственно. Фактически множитель направленности представляет собой пространственный спектр распределения излучаемых электромагнитных волн. Он связан с координатами элементов антенной решетки преобразованием, схожим с двумерным преобразованием Фурье.

Согласно системе (1) координаты виртуальных элементов апертуры ММО антенной решетки рассчитываются путем свертки координат приемных и передающих элементов. Тогда с учетом того, что множители направленности и местоположение элементов связаны преобразованием, схожим с преобразованием Фурье, можно воспользоваться теоремой о свертке [18]. В результате получим выражение, связывающее множитель направленности виртуальной апертуры ($F_V(\alpha, \theta)$) и множители направленности приемной и передающей антенн:

$$F_V(\alpha, \theta) = F_R(\alpha, \theta) \cdot F_T(\alpha, \theta). \quad (3)$$

Согласно (3) для расчета множителя направленности виртуальной апертуры ММО антенной решетки достаточно рассчитать множители направленности антенных решеток,

образованных его приемными и передающими элементами. Эта операция требует выполнения $nRx + nTx$ операций вычисления комплексных экспонент для каждого из угловых направлений. Напомним, что для вычисления $F_V(\alpha, \theta)$ непосредственно по виртуальной апертуре МИМО антенной решетки требует $nRx \cdot nTx$ вычислений комплексных экспонент для каждого из угловых положений. Нетрудно заметить, что вычислительная эффективность (снижение времени расчета) при расчете множителя направленности по (3) будет тем выше, чем большее число приемных и передающих элементов содержит МИМО антенная решетка.

Таким образом, получено выражение, позволяющее сократить количество математических операций, требуемых для расчета множителя МИМО антенной решетки. Кроме того, (3) позволяет отдельно анализировать влияние местоположения приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки на ее направленные свойства.

Известно, что ДН классической антенной решетки определяется произведением ДН элемента и множителя антенной решетки [19]. На основании (3) несложно записать выражение, определяющее ДН МИМО антенной решетки:

$$f_V(\alpha, \theta) = F_{ER}(\alpha, \theta) \cdot F_R(\alpha, \theta) \cdot F_{ET}(\alpha, \theta) \cdot F_T(\alpha, \theta), \quad (4)$$

где $F_{ER}(\alpha, \theta)$ и $F_{ET}(\alpha, \theta)$ — ДН антенн, используемых для приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки соответственно.

В частном случае, если приемные и передающие элементы МИМО антенной решетки используют одинаковые антенны с ДН $F_E(\alpha, \theta) = F_{ER}(\alpha, \theta) = F_{ET}(\alpha, \theta)$, выражение (4) принимает вид

$$f_V(\alpha, \theta) = F_E^2(\alpha, \theta) \cdot F_R(\alpha, \theta) \cdot F_T(\alpha, \theta).$$

Полученные выражения позволяют рассчитать ДН МИМО антенной решетки, не используя координаты элементов ее виртуальной апертуры, при произвольных ДН антенн ее приемных и передающих элементов.

Математическое моделирование множителя решетки

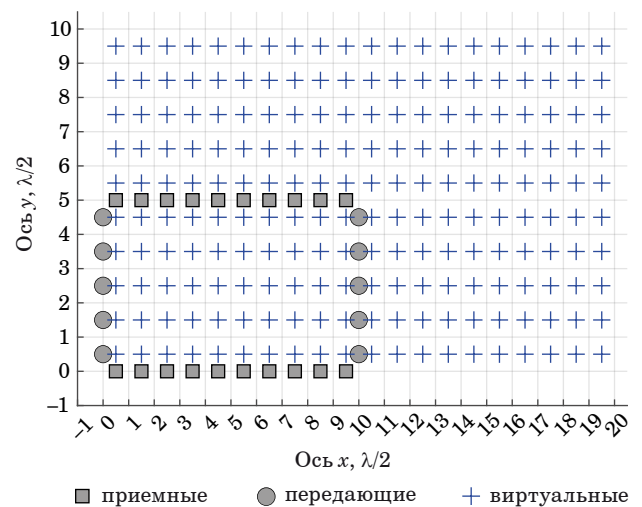
Полученный результат несложно подтвердить математическим моделированием. Для этого составим модель МИМО антенной решетки и рассчитаем ее множитель направленности двумя способами. Первый способ заключается в использовании координат элементов виртуальной апертуры по выражению (2). Второй способ за-

ключается в вычислении множителей направленности приемной и передающей антенных решеток и последующем их перемножении согласно выражению (3).

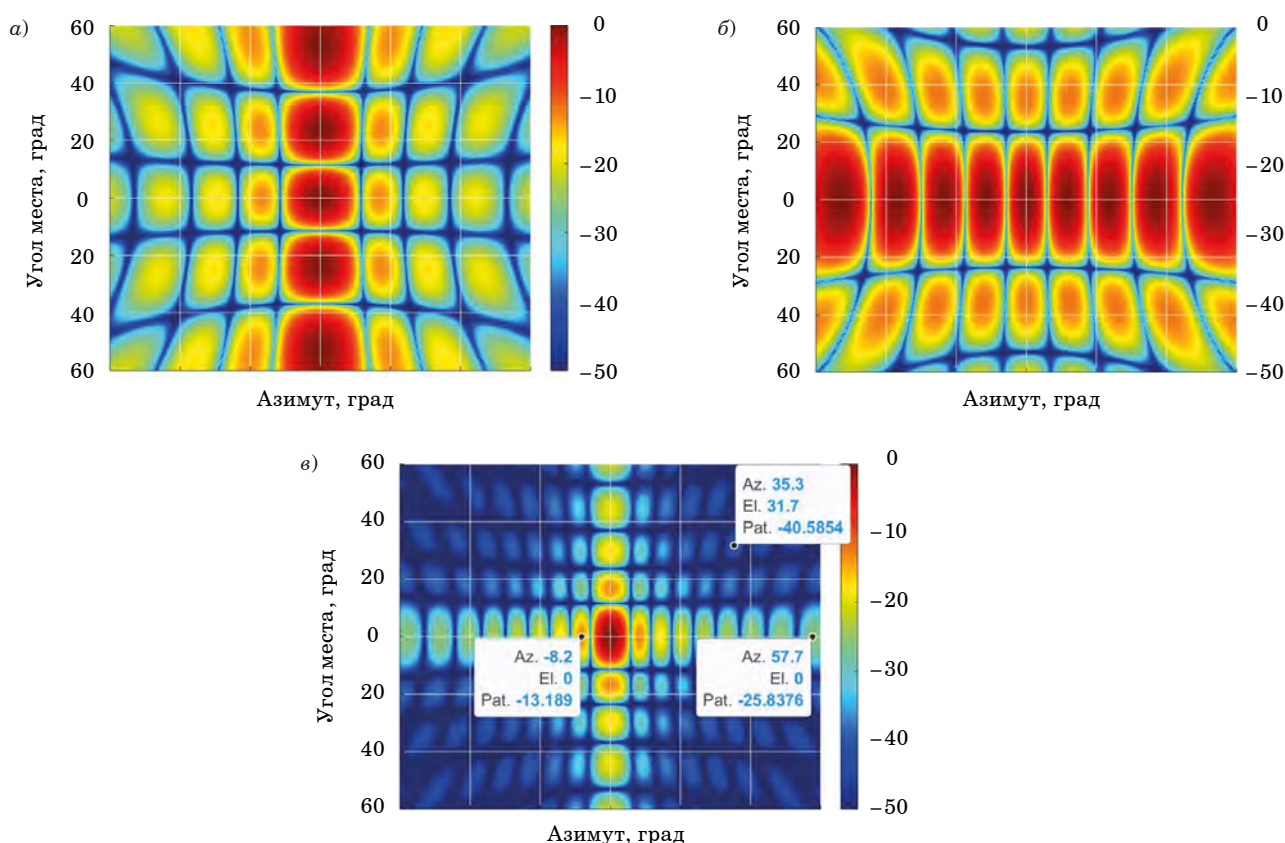
Сформируем модель МИМО антенной решетки. Приемные и передающие элементы расположены с шагом, равным половине длины волны по четырем сторонам прямоугольника [20]. Количество приемных элементов равно 20, они расположены на длинных сторонах прямоугольника. Количество передающих элементов равно 10, они расположены на коротких сторонах прямоугольника. Конфигурация антенной решетки показана на рис. 1. Местоположение элементов виртуальной апертуры определено по соотношению (1). Рассматриваемая конфигурация приемных и передающих элементов приводит к формированию прямоугольной апертуры с элементами, расположенными в узлах прямоугольной сетки с шагом, равным половине длины волны.

Для этой конфигурации элементов, функционирующей на частоте 1 ГГц, по (2) рассчитаны множители направленности приемной и передающей антенн, а также виртуальной апертуры (рис. 2). Кроме этого, на основе зависимостей, изображенных на рис. 2, *a* и *b*, был рассчитан множитель направленности МИМО антенной решетки по соотношению (3). Множители МИМО антенной решетки, рассчитанные по (2) и (3), полностью совпали. Их разность тождественно равна нулю для всех угловых направлений.

Множители направленности приемной и передающей антенн обладают высокими дифракционными лепестками (см. рис. 2). Они имеют периодическую структуру и обусловлены сильным



■ Рис. 1. Конфигурация МИМО антенной решетки
■ Fig. 1. Configuration of the MIMO antenna array



■ **Рис. 2.** Множители направленности приемной антенны (а); передающей антенны (б); виртуальной апертуры (в)
 ■ **Fig. 2.** Directional multipliers: receiving antenna (а); transmitting antenna (б); virtual aperture (в)

разнесением элементов антенн (для приемной – в плоскости угла места, для передающей – в плоскости азимута). Их уровень равен уровню главного лепестка. В множителе направленности ММО антенной решетки, антенны приемных и передающих элементов которой расположены в тех же местах, столь высокие дифракционные лепестки отсутствуют. Максимальный уровень боковых лепестков составляет -13 дБ. Он отмечен на рис. 2, в. Кроме максимального бокового лепестка, на рисунке отмечено два дальних боковых лепестка, уровни которых будут использоваться для оценки влияния ДН приемных и передающих элементов.

Множители направленности рассчитаны в диапазоне углов $[-60; 60]$ град для плоскостей азимут и угол места. Шаг, с которым рассчитаны множители направленности, составляет $0,1$ град. Таким образом, общее количество угловых направлений составляет $1\,440\,000$. Время расчета множителя направленности виртуальной апертуры ММО антенной решетки по (2) составило $38,39$ с (результат усреднения по 10 расчетам). При расчете множителя направленности приемной и передающей антенн по (2) с последующим перемножением согласно (3) время рас-

чета составило $6,08$ с (результат усреднения по 10 расчетам). Таким образом, вычислительная эффективность составила $6,3$ раза. Количество вычисляемых комплексных экспонент сократилось в $6,66$ раза. Различия полученной величины вычислительной эффективности и рассчитанной исходя из уменьшения количества вычисляемых комплексных экспонент объясняется временными затратами на перемножение двух полученных множителей направленности.

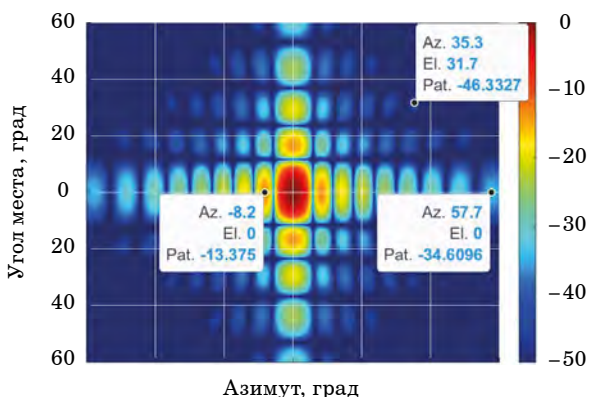
Учет ДН приемных и передающих элементов

Оценим влияние ДН элемента ММО антенной решетки на ее направленные свойства. Согласно (4) ДН ММО антенной решетки формируется путем перемножения ДН антенн приемных элементов, антенн передающих элементов и множителя направленности антенной решетки. Рассмотрим два случая: в первом приемные и передающие элементы имеют антенны с одинаковыми ДН; во втором ДН антенн приемных и передающих элементов различаются.

Одинаковые ДН приемных и передающих элементов

Предположим, что в МИМО антенной решетке, изображенной на рис. 1, приемные и передающие элементы используют одинаковые одиночные печатные резонансные антенны квадратной формы [21]. Ее размеры по каждой из координат составляют половину длины волны. Такие антенны и их свойства хорошо изучены и в настоящее время широко применяются в качестве элементов антенных решеток [22]. Форма сечений ДН таких антенн практически одинакова для плоскостей азимута и угла места. Ширина в обеих плоскостях составляет порядка 90 град.

Диаграмма направленности МИМО антенной решетки, приемные и передающие элементы которой используют одинаковые печатные резонансные антенны, изображена на рис. 3. Она получена путем перемножения множителя направленности виртуальной апертуры (см. рис. 2, б) и ДН антенн приемных и передающих элементов. Видно, что, так как антенна элемента обладает широкой ДН, ее влияние сказывается только на уровне дальних боковых лепестков. На рис. 3 отмечено несколько боковых лепестков. Боковой лепесток множителя направленности виртуальной апертуры с максимальным уровнем (-8,2 град в плоскости азимута и 0 град в плоскости угла места) практически не изменился. Уровни дальних боковых лепестков ДН отличаются от уровней тех же лепестков на 6-9 дБ. Фактически применение одинаковых слабонаправленных антенн для приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки позволяет формировать ДН, близкую по форме к множителю направленности ее виртуальной апертуры. То есть направленные свойства в ос-



■ **Рис. 3.** Диаграмма направленности МИМО антенной решетки, приемные и передающие элементы которой используют одинаковые печатные резонансные антенны

■ **Fig. 3.** Radiation pattern of a MIMO antenna array whose receiving and transmitting elements use the same printed resonant antennas

новом определяются расположением приемных и передающих элементов.

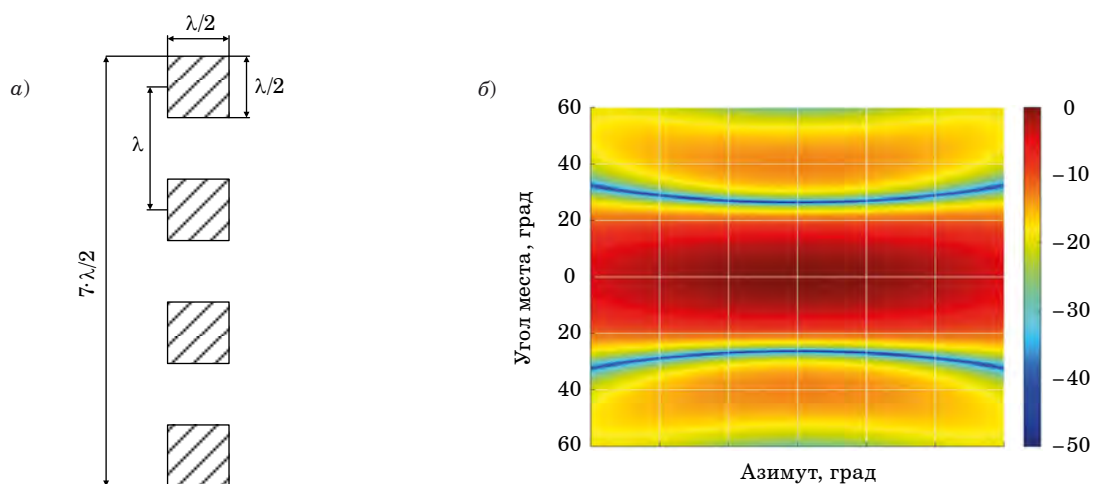
Различные ДН приемных и передающих элементов

Пусть в МИМО антенной решетке, изображенной на рис. 1, антенны приемных и передающих элементов представляют собой антенные решетки из печатных резонансных антенн. Например, подобные антенные решетки применяются как антенны элементов МИМО автомобильных радаров [23]. Каждая из этих решеток сформирована четырьмя печатными резонансными антеннами, расположенными вдоль одной линии и разнесенными на расстояние, равное длине волны. Таким образом, размер антенной решетки каждого из элементов МИМО-решетки равен половине длины волны в одной плоскости и 7/2 длины волны во второй. Схематичное изображение ее элементов и ДН представлены на рис. 4. Сопоставляя размер антенной решетки элементов и конфигурацию фазовых центров приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки (см. рис. 1), несложно заметить, что ориентация антенных решеток приемных и передающих элементов должна быть различной. В противном случае антенны соседних приемных или передающих элементов будут перекрывать друг друга. Для приемных элементов необходимо расположить антенную решетку вертикально (как показано на рис. 4, а), для передающих – горизонтально (повернув изображение на рис. 4, а на 90°). При повороте антенной решетки ее ДН также повернется. Безусловно, при повороте антенной решетки способ запитки ее элементов должен измениться так, чтобы сохранялась поляризация ее излучения.

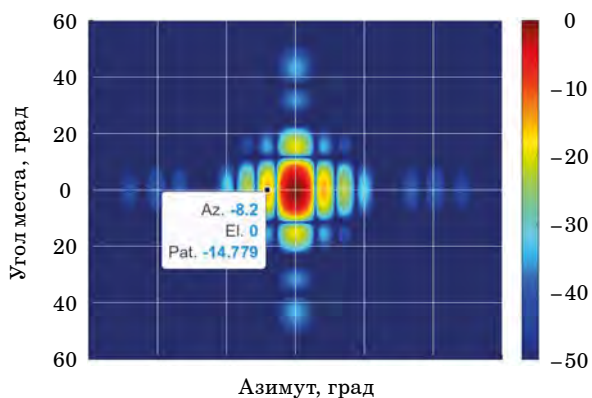
Таким образом, для приемных элементов будет использоваться антенная решетка с широкой ДН в плоскости азимута и узкой в плоскости угла места. Для передающих элементов, наоборот, ДН будет узкой в плоскости азимута и широкой в плоскости угла места.

Диаграмма направленности МИМО антенной решетки, приемные и передающие элементы которой используют различные антенны, изображена на рис. 5. Видно, что применение направленных антенн элементов МИМО антенной решетки приводит к окрасу формы множителя направленности ее виртуальной апертуры произведением ДН антенн приемных и передающих элементов.

Видно, что поскольку ДН антенн приемных и передающих элементов узкие в плоскости угла места и азимута соответственно, происходит интенсивное снижение боковых лепестков множителя направленности. Так, максимальный боковой лепесток множителя направленности



■ **Рис. 4.** Антенная решетка элемента: *a* – схематическое изображение элементов; *б* – диаграмма направленности
 ■ **Fig. 4.** Antenna array of the element: *a* – schematic representation of the elements; *б* – radiation pattern



■ **Рис. 5.** Диаграмма направленности МИМО антенной решетки, приемные и передающие элементы которой используют ортогонально ориентированные антенные решетки
 ■ **Fig. 5.** Radiation pattern of a MIMO antenna array whose receiving and transmitting elements use orthogonally oriented antenna arrays

виртуальной апертуры, смежный с главным лепестком, снизился более чем на 1,5 дБ. Снижение дальних боковых лепестков превышает 20 дБ. Стоит отметить, что снижение уровня боковых лепестков происходит как в плоскости ази-

мута (благодаря ДН антенн передающих элементов), так и в плоскости угла места (благодаря ДН антенн приемных элементов).

Заключение

В работе получено выражение (3) для расчета множителя направленности антенной решетки МИМО РЛС, позволяющее уменьшить количество математических операций в сравнении с его расчетом по расположению элементов виртуальной апертуры. На его основе записано выражение, позволяющее учесть влияние ДН антенн приемных и передающих элементов МИМО антенной решетки на ее направленные свойства. Оно позволяет рассчитать ДН антенной решетки МИМО РЛС по известным ДН антенн приемных и передающих элементов и множителю направленности виртуальной апертуры.

Показано, что при формировании ДН МИМО антенной решетки есть три степени свободы: множитель направленности виртуальной апертуры, ДН приемных и передающих элементов.

Результаты подтверждены математическим моделированием.

Литература

1. **Bergin J., Guerci J.** *MIMO radar: Theory and Application*. Artech, 2018. 250 p.
2. **Черняк В. С.** О новых и старых идеях в радиолокации: МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*, 2011, № 2, с. 5–20.
3. **Sun S., Petropulu A. P., and Poor H. V.** MIMO radar for advanced driver-assistance systems and

- autonomous driving: Advantages and challenges. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2020, vol. 37, iss. 4, pp. 98–117. doi:10.1109/MSP.2020.2978507
4. **Davis M. S., Showman G. A., and Lanterman A. D.** Coherent MIMO radar: The phased array and orthogonal waveforms. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2014, vol. 29, iss. 8, pp. 76–91. doi:10.1109/MAES.2014.130148

5. Robey F. C., Coutts S., Weikle D., McHarg J. C., and Cuomo K. MIMO radar theory and experimental results. *Conf. Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2004, November 7–10. IEEE, 2004, vol. 1, pp. 300–304. doi:10.1109/ACSSC.2004.1399141
6. Hai Deng. Polyphase code design for Orthogonal Netted Radar systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, vol. 52, iss. 11, pp. 3126–3135. doi:10.1109/TSP.2004.836530
7. Stoica P., Li J., and Xie Y. On probing signal design for MIMO radar. *IEEE Trans. Signal Process*, 2007, vol. 55, iss. 8, pp. 4151–4161.
8. Bliss D. W., Forsythe K. W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution. *The Thrity-Seventh Asilomar Conf. on Signals, Systems & Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2003, November 9–12. IEEE, 2003, pp. 54–59. doi:10.1109/ACSSC.2003.1291865
9. Li J., Stoica P. *MIMO radar Signal Processing*. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2009. 469 p.
10. Guo Q., Yang L., Xu T., Hu T., Deng Q., and Xu Z. Millimeter-wave MIMO imaging radar with an ultra-high angular resolution of 0.6 degree. *13th Global Symp. on Millimeter-Waves & Terahertz (GSMM)*, Nanjing, China, 2021, May 23–26. IEEE, 2021, pp. 1–3. doi:10.1109/GSMM53250.2021.9511897
11. Jeon Se-Yeon, Ka Min-Ho, Shin Seungha, Kim Munsung, Kim Seok, Kim Sumin, Kim Jeongbae, Dewantari Aulia, Kim Jaehung, Chung Hansup. W-band MIMO FMCW radar system with simultaneous transmission of orthogonal waveforms for high-resolution imaging. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, vol. 66, iss. 11, pp. 5051–5064. doi:10.1109/TMTT.2018.2867003
12. Karasev A. S., Stepanov M. A. Genetic algorithm for antenna array thinning with minimization of side lobe level. *XV Intern. Scient.-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*, Novosibirsk, Russian Federation, 2021, November 19–21. IEEE, 2021, pp. 268–272. doi:10.1109/APEIE52976.2021.9647478
13. Karasev A. S., Stepanov M. A. Effect of linear antenna array thinning on its directional pattern parameters. *23rd Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, Altai, Russia, 2022, June 30–July 4. IEEE, 2022, pp. 97–100.
14. Grove R. L. *MIMO radar Systems and Algorithms – Imperfections and Calibration*. Technical University of Denmark, 2022. 213 p.
15. Черняк В. С. *Многопозиционная радиолокация*. М., Радио и связь, 1993. 416 с.
16. Aittomaki T., Koivunen V. Low-complexity method for transmit beamforming in MIMO radars. *IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing – ICASSP '07*, Honolulu, HI, USA, 2007. IEEE, 2007, pp. II-305-II-308. doi:10.1109/ICASSP.2007.366233
17. Bekkerman I., Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, vol. 54, iss. 10, pp. 3873–3883. doi:10.1109/TSP.2006.879267
18. Mauch S. *Introduction to Methods of Applied Mathematics or Advanced Mathematical Methods for Scientists and Engineers*. 2003, 1451 p.
19. Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. N.Y., John Wiley & Sons, Inc., 2002. 1443 p.
20. Alland S. W., Bordes J. P., Davis C., Murtaza A. Pat. 9869762 USA.
21. Bancroft R. *Microstrip and Printed Antenna Design*. Second Ed. SciTech Publishing Inc., 2009. 266 p.
22. Ogurtsov S., Caratelli D., Song Z. A review of synthesis techniques for phased antenna arrays in wireless communications and remote sensing. *Antenna Propagations*, 2021, Article ID 5514972, pp. 1–20. <https://doi.org/10.1155/2021/5514972>
23. Sun S., Petropulu Athina P., Poor H. Vincent. MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomus driving. advantages and challenges. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2020, vol. 37, iss. 4, pp. 98–117. doi:10.1109/MSP.2020.2978507

UDC 621.396.677

doi:10.31799/1684-8853-2024-1-56-63

EDN: YHDBHE

Ratios for calculating the radiation pattern of MIMO radar with different antennas of receiving and transmitting elements forming it

M. A. Stepanov^a, Dr. Sc., Tech., Associate Professor, orcid.org/0000-0001-6095-1172, m.stepanov@corp.nstu.ruV. S. Sokolov^a, Post-Graduate Student, orcid.org/0009-0001-2210-3970^aNovosibirsk State Technical University, 20, K. Marksa Pr., 630073, Novosibirsk, Russian Federation

Introduction: The synthesis of MIMO antenna arrays differs from the synthesis of classical antenna arrays in that the radiation pattern of the former is formed by a virtual aperture. The virtual aperture is formed by the convolution of the coordinates of physical receiving and transmitting elements, which leads to the formation of a large number of virtual elements. **Purpose:** To obtain relations for calculating the radiation patterns of antenna arrays of MIMO radar with different antennas of receiving and transmitting elements forming it. **Results:** We obtain an expression for calculating the antenna arrays directivity multiplier of the MIMO radar, which allows

us to reduce the number of mathematical operations in comparison with the calculation of the virtual aperture elements arrangement. On the basis of this expression we receive the expression that make it possible to take into account the influence of antenna radiation patterns of receiving and transmitting elements of MIMO antenna array on its directional properties. It allows us to calculate the radiation pattern of the MIMO antenna array of a radar according to the known radiation patterns of antennas of receiving and transmitting elements and the directional multiplier of the virtual aperture. We present a model of a MIMO antenna array with a classical arrangement of elements. Its directivity multiplier is obtained in two ways: the traditional way using the arrangement of virtual aperture elements and by using the expression proposed in the paper. Their difference is identically equal to zero for all angular directions. On the basis of the obtained directivity multiplier we calculate the radiation pattern of MIMO antenna array for the cases when the same and different antennas of receiving and transmitting elements are used. We demonstrate the ways to reduce the level of side lobes of MIMO antenna arrays radiation pattern. **Practical relevance:** The expression obtained in the paper takes into account the radiation patterns of the receiving and transmitting elements of the MIMO antenna array, which makes it possible to analyze the distortion of the shape of the MIMO radar antenna array pattern during scanning. The computational efficiency of the expression given in the paper and involving 20 receivers and 10 transmitters is 6.3 times.

Keywords – MIMO radar, radiation pattern, antenna array multiplier, directivity multiplier.

For citation: Stepanov M. A., Sokolov V. S. Ratios for calculating the radiation pattern of MIMO radar with different antennas of receiving and transmitting elements forming it. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2024, no. 1, pp. 56–63 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2024-1-56-63, EDN: YHDBHE

Reference

- Bergin J., Guerci J. *MIMO radar: Theory and Application*. Artech, 2018. 250 p.
- Chernyak V. S. About new and old ideas in radar: MIMO radars. *Uspekhi sovremennoj radioelektroniki*, 2011, no. 2, pp. 5–20 (In Russian).
- Sun S., Petropulu A. P., and Poor H. V. MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: Advantages and challenges. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2020, vol. 37, iss. 4, pp. 98–117. doi:10.1109/MSP.2020.2978507
- Davis M. S., Showman G. A., and Lanterman A. D. Coherent MIMO radar: The phased array and orthogonal waveforms. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2014, vol. 29, iss. 8, pp. 76–91. doi:10.1109/MAES.2014.130148
- Robey F. C., Coumts S., Weikle D., McHarg J. C., and Cuomo K. MIMO radar theory and experimental results. *Conf. Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. IEEE, 2004, vol. 1, pp. 300–304. doi:10.1109/ACSSC.2004.1399141
- Hai Deng. Polyphase code design for Orthogonal Netted Radar systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, vol. 52, iss. 11, pp. 3126–3135. doi:10.1109/TSP.2004.836530
- Stoica P., Li J., and Xie Y. On probing signal design for MIMO radar. *IEEE Trans. Signal Process*, 2007, vol. 55, iss. 8, pp. 4151–4161.
- Bliss D. W., Forsythe K. W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution. *The Thirty-Seventh Asilomar Conf. on Signals, Systems & Computers*. IEEE, 2003, pp. 54–59. doi:10.1109/ACSSC.2003.1291865
- Li J., Stoica P. *MIMO radar Signal Processing*. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2009. 469 p.
- Guo Q., Yang L., Xu T., Hu T., Deng Q., and Xu Z. Millimeter-wave MIMO imaging radar with an ultra-high angular resolution of 0.6 degree. *13th Global Symp. on Millimeter-Waves & Terahertz (GSMM)*. IEEE, 2021, pp. 1–3. doi:10.1109/GSMM53250.2021.9511897
- Jeon Se-Yeon, Ka Min-Ho, Shin Seungha, Kim Munsung, Kim Seok, Kim Sumin, Kim Jeongbae, Dewantari Aulia, Kim Jaeheung, Chung Hansup. W-band MIMO FMCW radar system with simultaneous transmission of orthogonal waveforms for high-resolution imaging. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2018, vol. 66, iss. 11, pp. 5051–5064. doi:10.1109/TMTT.2018.2867003
- Karasev A. S., Stepanov M. A. Genetic algorithm for antenna array thinning with minimization of side lobe level. *XV Intern. Scient.-Tech. Conf. on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE)*. IEEE, 2021, pp. 268–272. doi:10.1109/APEIE52976.2021.9647478
- Karasev A. S., Stepanov M. A. Effect of linear antenna array thinning on its directional pattern parameters. *23rd Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, 2022. IEEE, 2022, pp. 97–100.
- Grove R. L. *MIMO radar Systems and Algorithms – Imperfections and Calibration*. Technical University of Denmark, 2022. 213 p.
- Chernyak V. S. *Mnogopozitsionnaya radiolokaciya* [Multi-position radar]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1993. 416 p. (In Russian).
- Aittomaki T., Koivunen V. Low-complexity method for transmit beamforming in MIMO radars. *IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing – ICASSP '07*. IEEE, 2007, pp. II-305-II-308. doi:10.1109/ICASSP.2007.366233
- Bekkerman I., Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, vol. 54, iss. 10, pp. 3873–3883. doi:10.1109/TSP.2006.879267
- Mauch R. *Introduction to Methods of Applied Mathematics or Advanced Mathematical Methods for Scientists and Engineers*. 2003. 1451 p.
- Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. N.Y., John Wiley & Sons, Inc., 2002. 1443 p.
- Alland S. W., Bordes J. P., Davis C., Murtaza A. Pat. 9869762 USA.
- Bancroft R. *Microstrip and Printed Antenna Design*. Second Ed. SciTech Publishing Inc., 2009. 266 p.
- Ogurtsov S., Caratelli D., Song Z. A review of synthesis techniques for phased antenna arrays in wireless communications and remote sensing. *Antenna Propagations*, 2021, ArticleID 5514972, pp. 1–20. https://doi.org/10.1155/2021/5514972
- Sun S., Petropulu Athina P., Poor H. Vincent. MIMO radar for advanced driver-assistance systems and autonomous driving: advantages and challenges. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2020, vol. 37, iss. 4, pp. 98–117. doi:10.1109/MSP.2020.2978507