






Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных антенных решетках

О.В. Бажанова , А.А. Кононов , К.В. Смусева ,
В.А. Степкин , Г.К. Усков 

Воронежский государственный университет
394018, Россия, г. Воронеж,
Университетская пл., 1

Аннотация – Обоснование. Антенные решетки находят широкое применение в различных областях радиотехники, например в радио- и телекоммуникациях, спутниковых системах связи и др. Одной из важных характеристик антенной решетки является ее диаграмма направленности. Оценку матриц импеданса, матриц рассеяния, а также парциальных диаграмм направленности обычно производят по результатам численного электродинамического моделирования. В случае большого числа антенных элементов такое моделирование и оптимизация решетки требует значительного времени. **Цель.** Исследование взаимного влияния между двухполяризационными антенными элементами, входящими в состав линейной антенной решетки. **Методы.** Моделирование антенных решеток на базе кросс-дипольных элементов проводилось с использованием методов пакетов электродинамического моделирования. Исследование взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решетки и верификация разработанной математической модели проводились численными методами. **Результаты.** Дана физическая интерпретация тому, что взаимодействие между элементами, работающими в ортогональных поляризациях, практически отсутствует, а коэффициенты взаимного влияния убывают с увеличением расстояния между антенными элементами. Предложена упрощенная модель взаимного влияния, позволяющая сократить расчетную сложность задачи определения матриц взаимного влияния. **Заключение.** Разработан математический аппарат, позволяющий осуществлять расчет характеристик антенных решеток с большим количеством антенных элементов, проводя при этом электродинамическое моделирование только изолированного антенного элемента и двухэлементной решетки.

Ключевые слова – матрица взаимного влияния; диаграмма направленности; антенная решетка; кросс-дипольные элементы.

Введение

Антенные решетки (АР) находят широкое применение в различных областях радиотехники, например в радио- и телекоммуникациях, системах радиолокации, спутниковых системах связи, беспроводных сетях, радиотелескопах и др. Одной из важных характеристик антенной решетки является ее диаграмма направленности (ДН). Параметры и форма ДН АР могут оказывать существенное влияние на характеристики разрабатываемых радиосистем [1]. Так, например, для повышения пропускной способности ММО-систем связи увеличивают число используемых поляризаций и уменьшают расстояние между антенными элементами решетки, однако при этом начинает проявляться их взаимное влияние [2]. Считается, что в результате этого диаграмма направленности изолированного антенного элемента будет отличаться от ДН того же элемента в составе антенной решетки (парциальной диаграммы направленности) [3]. Причем связь между этими диаграммами направленности описывается с помощью матриц

взаимного влияния S [4]. Существует несколько подходов для их определения, например расчет с помощью матриц импеданса (Z -матрица) или матриц рассеяния (S -матрица) [5–7] либо расчет на основе анализа парциальных диаграмм направленности и диаграмм направленности изолированного антенного элемента [4].

Оценку матриц импеданса, матриц рассеяния, а также парциальных ДН обычно производят по результатам численного электродинамического моделирования. В случае большого числа антенных элементов такое моделирование требует значительного времени, а оптимизация АР потребует проведения большого числа симуляций.

Таким образом, целью работы являлось исследование взаимного влияния между двухполяризационными антенными элементами (АЭ), входящими в состав линейной антенной решетки. Предложена модель взаимного влияния АЭ, позволяющая оценить матрицу S и прогнозировать искажения ДН по результатам моделирования изолированного элемента и двухэлементной АР.

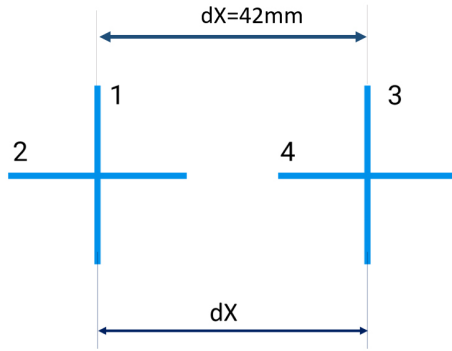


Рис. 1. Антенная решетка, состоящая из двух кросс-дипольных элементов с вертикальной и горизонтальной поляризациями (цифрами указана нумерация портов)
 Fig. 1. Antenna array consisting of two cross-dipole elements with vertical and horizontal polarization (numbers indicate port numbering)

1. Исследование взаимного влияния двухполяризационных элементов антенной решетки

Для анализа взаимного влияния в среде электродинамического моделирования была построена модель антенной решетки, состоящей из двух кросс-диполей, поляризации которых были ориентированы горизонтально и вертикально (рис. 1). Длина одного диполя была равна половине рабочей длины волны.

В результате моделирования были получены диаграммы направленности изолированных элементов и элементов в составе решетки (парциальные) (рис. 2), соответствующие каждому из четырех портов (в обозначениях рис. 1). Под диаграммой направленности изолированного элемента понимается диаграмма одного антенного элемента в отсутствие других элементов решетки, и она обозначается $F_i^{(is)}(\theta, \phi)$, где $i = 1, 2, \dots, N$ (N – число портов, в данном случае равно четырем). Парциальной диаграммой направленности (обозначим как $F_j^{(p)}(\theta, \phi)$, где $j = 1, 2, \dots, N$) называют ДН элемента, находящегося в составе антенной решетки при условии, что остальные антенные элементы этой же решетки нагружены на 50 Ом.

Видно, что указанные диаграммы отличаются как по форме, так и параметрам: ширине главного лепестка и максимуму коэффициента усиления. В работе [8] говорится о том, что искажение парциальной ДН за счет взаимного влияния элементов в антенной решетке связано с рассеянием электромагнитных волн ближнего поля на соседних АЭ. При этом результирующая парциальная ДН любого из АЭ может быть представлена в виде суперпозиции изолированных ДН элементов

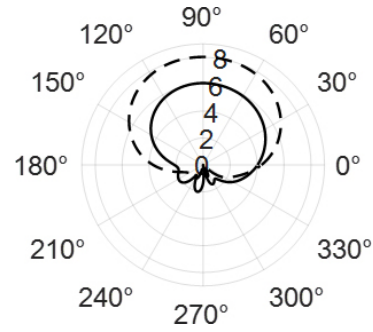


Рис. 2. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости изолированного антенного элемента (пунктирная линия) и элемента в составе решетки (сплошная линия)
 Fig. 2. Radiation patterns in the horizontal plane of an isolated antenna element (dashed line) and an element in the array (solid line)

(расположенных в координатах АР). Тогда связь между этими диаграммами можно записать следующим образом:

$$F_j^{(p)}(\Omega_v) = \sum_{i=1}^N c_{ij} F_i^{(is)}(\Omega_v), \quad (1)$$

где $c_{ij} \in \mathbb{C}$ – коэффициенты взаимного влияния. Здесь через Ω_v обозначен v -й набор угловых координат (θ, ϕ) , что позволило представить комбинации всех значений углов в виде одномерного массива. В рассматриваемом случае $\theta_1 = 0^\circ, \dots, \theta_{181} = 180^\circ$ и $\phi_1 = 0^\circ, \dots, \phi_{360} = 359^\circ$, тогда размер массива Ω_v составляет 181×360 элементов. Таким образом, можно сказать, что физический смысл коэффициентов взаимного влияния c_{ij} заключается в том, что они характеризуют амплитуду и фазу поля, переизлучаемого i -м антенным элементом АР, если запитывается только j -й элемент.

В матричной форме коэффициенты взаимного влияния, парциальные и изолированные ДН имеют вид:

$$F^{(is)} = \begin{pmatrix} F_1^{(is)}(\Omega_1) & F_2^{(is)}(\Omega_1) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_1) \\ F_1^{(is)}(\Omega_2) & F_2^{(is)}(\Omega_2) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_1^{(is)}(\Omega_M) & F_2^{(is)}(\Omega_M) & \dots & F_N^{(is)}(\Omega_M) \end{pmatrix},$$

$$F^{(p)} = \begin{pmatrix} F_1^{(p)}(\Omega_1) & F_2^{(p)}(\Omega_1) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_1) \\ F_1^{(p)}(\Omega_2) & F_2^{(p)}(\Omega_2) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_1^{(p)}(\Omega_M) & F_2^{(p)}(\Omega_M) & \dots & F_N^{(p)}(\Omega_M) \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & \dots & c_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N1} & \dots & c_{NM} \end{pmatrix}.$$

Таблица 1. Вычисленные значения для расстояния между АЭ, равного 0,5 длины волны
 Table 1. Calculated values for a distance between AEs equal to 0,5 wavelengths

C_{mn}	1	2	3	4
1	$1,041 + e^{0,079j}$	$-0,013 - e^{0,008j}$	$-0,248 - e^{0,240j}$	$-0,001 - e^{0,017j}$
2	$0,012 + e^{0,003j}$	$1,021 - e^{0,008j}$	$-0,042 - e^{0,013j}$	$-0,130 + e^{0,077j}$
3	$-0,205 - e^{0,251j}$	$0,036 - e^{0,010j}$	$1,033 + e^{0,101j}$	$-0,007 + e^{0,013j}$
4	$-0,0299 - e^{0,017j}$	$-0,128 + e^{0,075j}$	$0,008 + e^{0,007j}$	$1,022 - e^{0,008j}$

Таблица 2. Результаты расчета
 Table 2. Calculation results

C_{mn}	1	3	C_{mn}	2	4
1	$1,041 + e^{0,078j}$	$-0,248 - e^{0,2398j}$	2	$1,020 - e^{0,009j}$	$-0,130 + e^{0,077j}$
3	$-0,204 - e^{0,251j}$	$1,033 + e^{0,099j}$	4	$-0,128 + e^{0,074j}$	$1,022 - e^{0,009j}$

Тогда (1) приобретает следующий вид:

$$F^{(is)}C = F^{(p)}, \quad (2)$$

где C – матрица взаимного влияния.

Для определения матрицы C необходимо умножить обе части выражения (2) на матрицу, обратную $F^{(is)}$. В общем случае можно применять операцию псевдообращения, так как она дает возможность получения приближенного решения с минимальной среднеквадратичной ошибкой в случае, когда строгое решение невозможно [7]. Тогда

$$C = \left(F^{(is)} \right)^+ F^{(p)}, \quad (3)$$

где символ «+» обозначает псевдообратную матрицу Мура – Пенроуза.

Для исследуемой решетки, показанной на рис. 1, был проведен анализ значений элементов матрицы взаимного влияния. Пример вычисленных значений для расстояния между АЭ равного 0,5 длины волны, представлен в табл. 1.

Как видно из табл. 1, элементы C_{12} , C_{21} , C_{14} , C_{41} , C_{23} , C_{32} , C_{34} , C_{43} значительно меньше остальных элементов матрицы. Вероятно, это объясняется тем, что указанные элементы выражают связь между АЭ, работающими в разной (причем ортогональной) поляризации. В исследуемой конфигурации АР такие АЭ практически не оказывают влияния друг на друга. Для проверки этого предположения были рассчитаны матрицы взаимной связи в отдельности для двух антенных решеток, каждая из которых состояла из двух антенных элементов одинаковой поляризации: два вертикальных диполя и два горизонтальных. Результа-

ты расчета представлены в табл. 2. Для удобства сравнения нумерация портов была сохранена. Как видно, элементы матриц взаимного влияния, рассчитанные для однополяризационных решеток, практически совпали с соответствующими им элементами матрицы для двухполяризационной решетки, что подтвердило предположение о пренебрежимо малом взаимодействии антенных элементов, работающих в разной поляризации.

Далее в работе было проведено исследование взаимного влияния АЭ в зависимости от расстояния между ними (dX). Оно варьировалось от половины до полутора рабочих длин волн. Для каждого значения расстояния вычислялась матрица взаимного влияния. Графики зависимостей элементов матрицы C , представленные на рис. 3, подтверждают, что с увеличением расстояния между АЭ решетки приводит к значительному уменьшению взаимного влияния. В дальнейшем эти зависимости понадобятся для верификации результатов расчетов с применением предложенной модели.

2. Модель взаимного влияния антенных элементов в составе антенной решетки

В работе [9] авторы рассматривают взаимное влияние АЭ в АР следующим образом: антенные элементы, окружающие активный элемент, на который подается мощность, поглощают часть излученной им мощности и затем переизлучают ее, таким образом служа вторичными источниками электромагнитных волн. Тогда поле, формируемое этим активным элементом антенной решетки, является суперпозицией полей всех излучателей

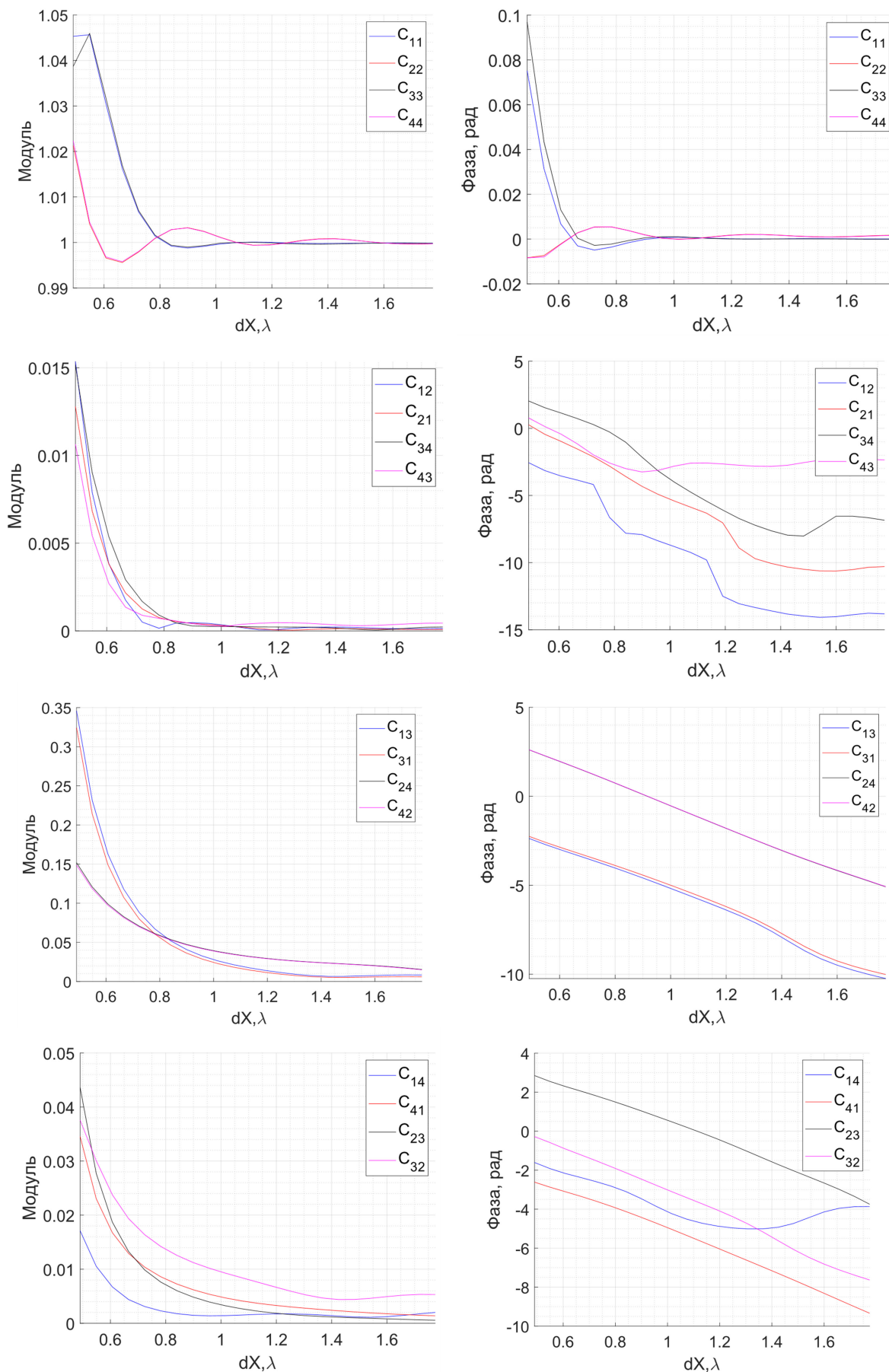


Рис. 3. Графики зависимостей элементов матрицы C от расстояния между АЭ решетки
Fig. 3. Graphs of the dependences of matrix elements C on the distance between the array AEs

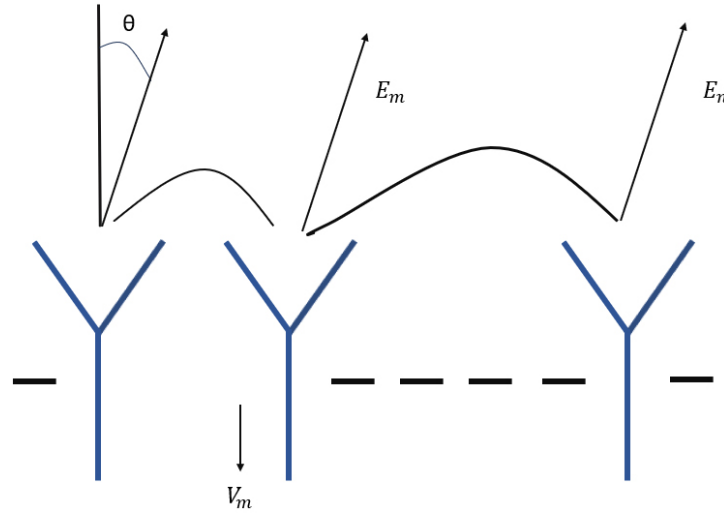


Рис. 4. К модели взаимного влияния антенных элементов в составе линейной антенной решетки
Fig. 4. To the model of mutual influence of antenna elements in a linear antenna array

с учетом переизлученной ими мощности, что проиллюстрировано на рис. 4.

Рассмотрим применение этого подхода на примере антенной решетки, изображенной на рис. 1. Взаимодействие можно представить как бесконечную последовательность процессов излучения, поглощения и дальнейшего переизлучения мощности антенными элементами рассматриваемой решетки.

В данной работе предложено каждый антенный элемент решетки рассматривать как изолированный, то есть с неискаженной диаграммой направленности. Тогда, если все АЭ в решетке одинаковые, предложенный подход позволяет провести электродинамическое моделирование только один раз для одного элемента. Это значительно уменьшает расчетную сложность задачи. Тогда парциальную диаграмму направленности после первого переизлучения мощности портом 3 можно записать следующим образом: $F_1^{(is)} + qF_3^{(is)}$, где q – коэффициент, учитывающий коэффициент усиления первой антенны в направлении третьей и условия распространения электромагнитной волны, а также зависящий от расстояния между антенными элементами. После второго переизлучения части энергии, излученной портом 3, итоговая парциальная диаграмма направленности порта 1 примет вид $F_1^{(is)} + q^2F_1^{(is)} + qF_3^{(is)}$. И так далее, давая выражение

$$F_1^{(p)} = F_1^{(is)}(1 + q^2 + \dots) + F_3^{(is)}(q + q^3 + \dots). \quad (5)$$

Однако ранее было показано, что взаимное влияние элементов, работающих в ортогональных поляризациях, практически отсутствует. В связи с этим сначала рассмотрим взаимное влияние пор-

тов 1 и 3. Пусть мощность подается на порт 1, тогда его парциальную диаграмму в соответствии с (1) можно представить в виде

$$F_1^{(p)} = c_{11}F_1^{(is)} + c_{31}F_3^{(is)}, \quad (6)$$

где коэффициенты взаимного влияния (C_{11} и C_{31}) характеризуют долю излученной мощности каждым элементом с учетом их взаимодействия.

Сравнивая (5) и (6), получаем:

$$c_{11} = 1 + q^2 + \dots; \quad (7)$$

$$c_{13} = q + q^3 + \dots \quad (8)$$

Так как $|q| < 1$, оба коэффициента представляют собой суммы всех членов убывающих геометрических прогрессий. Тогда:

$$c_{11} \approx c_{33} \approx \frac{1}{1 - q^2}; \quad (9)$$

$$c_{13} \approx c_{31} \approx \frac{q}{1 - q^2}. \quad (10)$$

Для нахождения q в работе использовалась полученная на этапе моделирования зависимость $C_{13}(r)$ (рис. 3). Исходя из формулы (10), расчет q производился путем минимизации среднего отклонения

$$\left| \frac{q(r)}{1 - q^2(r)} - C_{13}(r) \right|$$

по всем значениям r . Благодаря предположению об идентичности антенных элементов решетки для уменьшения погрешности вместо $C_{13}(r)$ использовалось среднее арифметическое

$$\frac{C_{13}(r) + C_{31}(r)}{2}.$$

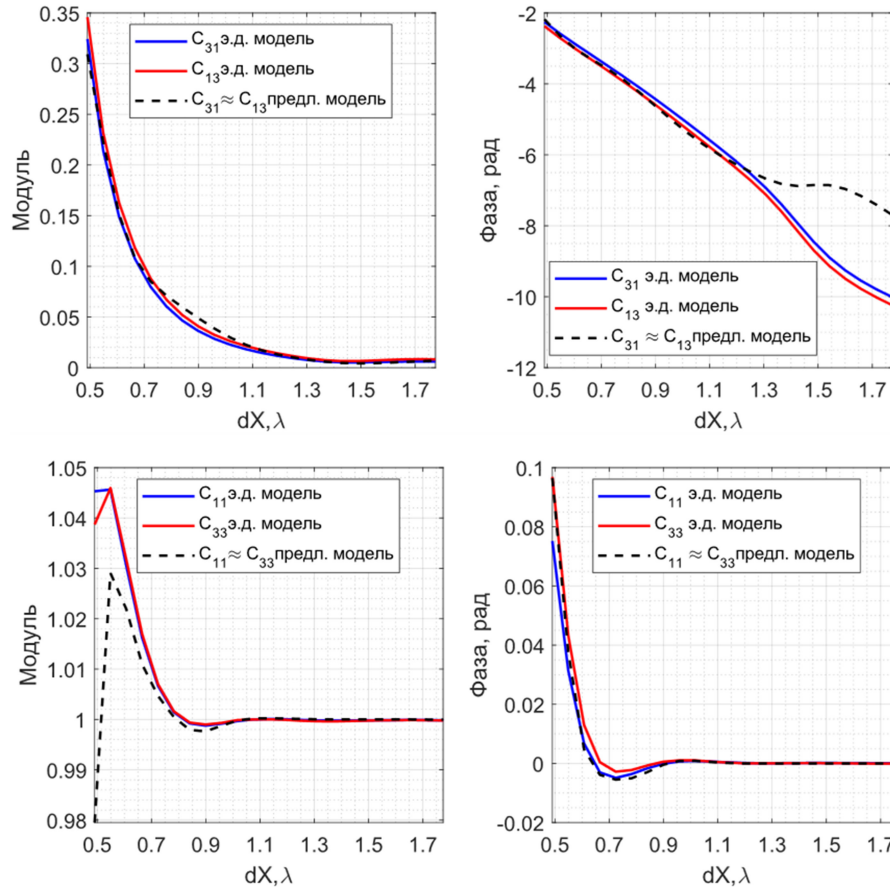


Рис. 5. Зависимости коэффициентов C_{11} , C_{13} , C_{31} и C_{33} , рассчитанных с помощью предложенной модели и полученных в результате электродинамического моделирования, от расстояния между элементами
 Fig. 5. Dependences of the coefficients C_{11} , C_{13} , C_{31} , and C_{33} , calculated using the proposed model and obtained as a result of electrodynamic modeling, on the distance between the elements

Проверка правильности рассчитанных значений q производилась подстановкой их в формулу (9) и сравнением с зависимостью, полученной для коэффициентов $C_{11}(r) \approx C_{33}(r)$ при электродинамическом моделировании (рис. 3). На рис. 5 приведены зависимости коэффициентов C_{11} , C_{13} , C_{31} , и C_{33} от расстояния между элементами, рассчитанные по приведенной модели и полученные в электродинамическом моделировании.

Заметим, что на этом этапе последовательность применения формул (9) и (10) не имеет значения.

Аналогично для портов 2 и 4:

$$C_{24} \approx C_{42} \approx \frac{q}{1-q^2}; \quad (11)$$

$$C_{22} \approx C_{44} \approx \frac{1}{1-q^2}. \quad (12)$$

Стоит отметить, что значения q для этих портов отличаются от полученных для портов 1 и 3. Рассчитанные зависимости для коэффициентов C_{22} , C_{24} , C_{42} , и C_{44} и результаты электродинамического моделирования отражены на рис. 6.

Приведенные на рис. 5 и 6 зависимости показывают хорошее совпадение, что говорит о возможности применения предложенной модели и метода расчета коэффициентов взаимного влияния

Расчет матрицы взаимного влияния антенной решетки с большим числом элементов может быть выполнен итеративно. Для этого, зная аппроксимацию коэффициента q от расстояния, следует учитывать комбинации переотражений от соседних антенных элементов.

Заключение

В работе проведено исследование взаимного влияния антенных элементов двухполяризационной антенной решетки. Показано, что взаимодействие между элементами, работающими в ортогональных поляризациях, практически отсутствует, а коэффициенты взаимного влияния убывают с увеличением расстояния между антенными элементами. Это позволило разработать модель, основанную на представлении антенной решетки в виде изолированных элементов, взаимодейству-

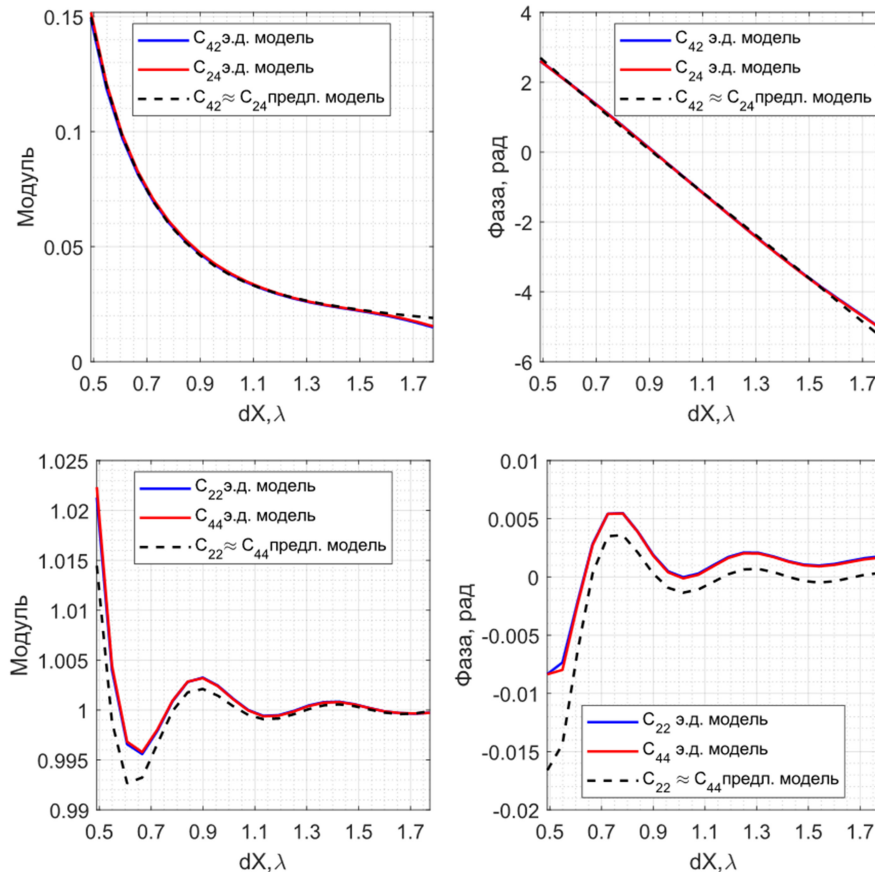


Рис. 6. Зависимости модуля и фазы коэффициентов C_{22} , C_{24} , C_{42} и C_{44} , рассчитанных с помощью предложенной модели и полученных в результате электродинамического моделирования, от расстояния между АР в решетке
Fig. 6. Dependences of the modulus and phase of the coefficients C_{22} , C_{24} , C_{42} , and C_{44} , calculated using the proposed model and obtained as a result of electrodynamic modeling, on the distance between the ARs in the lattice

ющих друг с другом посредством поглощения и переизлучения мощности соседними элементами.

Предложенный подход дал возможность аппроксимировать матрицы взаимного влияния элементов антенных решеток, состоящих из большого числа элементов. Для оценки парциальных диаграмм направленности реализуются следующие этапы: электродинамическое моделирование для определения характеристик изолированного АЭ, а также моделирование решетки, состоящей из двух АЭ; расчет матрицы взаимного влияния для смоделированной двухэлементной антенны; оценка коэффициентов, учитывающих условия распространения электромагнитной волны от одного АЭ к другому и переизлучения; расчет ма-

трицы взаимного влияния антенной решетки заданного размера.

Результаты работы могут быть использованы при разработке многоэлементных антенных решеток для систем радиосвязи и радиолокации.

Финансирование

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00323, <https://rscf.ru/project/21-19-00323>.

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

Список литературы

1. Active reconfigurable MIMO communications: Capacity maximization pattern design / H. Wang [et al.] // 2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). 2022. P. 271–275. DOI: <https://doi.org/10.1109/SAM53842.2022.9827894>
2. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности MIMO системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова: в 6 т. Т. 5. 2019. С. 242–248.

3. Su T., Ling H. On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. Vol. 28, no. 4. P. 231–237. DOI: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P)
4. Jiang P., Huang Q., Shi X. Calibration of mutual coupling for adaptive array via element pattern construction method // 2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2019. P. 1–3. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMMT45702.2019.8992174>
5. Vendik O.G., Kozlov D.S. A novel method for the mutual coupling calculation between antenna array radiators: Analysis of the radiation pattern of a single radiator in the antenna array // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57, no. 6. P. 16–21. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2481818>
6. Su T., Ling H. On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix // Microwave and Optical Technology Letters. 2001. Vol. 28, no. 4. P. 231–237. DOI: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p)
7. Henault S., Antar Y. Unifying the theory of mutual coupling compensation in antenna arrays // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57, no. 2. P. 104–122. DOI: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2414514>
8. Aumann H.M., Fenn A.J., Willwerth F.G. Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1989. Vol. 37, no. 7. P. 844–850. DOI: <https://doi.org/10.1109/8.29378>
9. Steyskal H., Herd J.S. Mutual coupling compensation in small array antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1990. Vol. 38, no. 12. P. 1971–1975. DOI: <https://doi.org/10.1109/8.60990>

Информация об авторах

Бажанова Ольга Владимировна, аспирант, преподаватель кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: автоматизация радиофизического эксперимента, антенные решетки, излучение электромагнитных волн.

E-mail: bazhanova_phys@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8721-6774>

SPIN-код (eLibrary): 6337-4390

AuthorID (eLibrary): 1218098

Кононов Александр Андреевич, студент магистратуры кафедры электроники Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: антенны, радиосвязь, СВЧ-технологии.

E-mail: kononov@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1770-9000>

Смусева Ксения Владимировна, аспирант, преподаватель кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: сверхширокополосные системы радиолокации и связи, антенны и антенные решетки, излучение и рассеяние электромагнитных волн.

E-mail: smusevaz@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8515-2841>

SPIN-код (eLibrary): 6428-9273

AuthorID (eLibrary): 1038558

ResearcherID (WoS): ABF-1963-2020

Степкин Владислав Андреевич, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: автоматизация радиофизического эксперимента, сверхширокополосные технологии, радиосвязь.

E-mail: Stepkin.vladislav@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3616-3974>

SPIN-код (eLibrary): 6233-4030

AuthorID (eLibrary): 611879

ResearcherID (WoS): E-5491-2014

Усков Григорий Константинович, доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: нелинейные явления в усилительных каскадах, генерация сверхкоротких импульсов, сверхширокополосные системы связи и радиолокации, антенны и антенные решетки для систем связи.

E-mail: uskov@phys.vsu.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8250-2511>

SPIN-код (eLibrary): 8126-6222

AuthorID (eLibrary): 528904

ResearcherID (WoS): H-1344- 2013

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 4, pp. 78–87

Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays

Olga V. Bazhanova , Alexander A. Kononov , Ksenia V. Smuseva ,
Vladislav A. Stepkin , Grigory K. Uskov 

Voronezh State University
1, Universitetskaya Square,
Voronezh, 394018, Russia

Abstract – Background. Antenna arrays are widely used in various fields of radio engineering, such as radio and telecommunications, satellite communication systems, etc. One of the important characteristics of an antenna array is its radiation pattern. The estimation of impedance matrices, scattering matrices, and partial radiation patterns is usually performed based on the results of numerical electrodynamic modelling. In the case of a large number of antenna elements, such modelling and optimization of the array requires significant time. **Aim.** To investigate the mutual coupling between dual-polarised antenna elements included in a linear antenna array. **Methods.** Modelling of antenna arrays based on cross-dipole elements was performed using methods of electrodynamic modelling software. The study of the mutual coupling of antenna elements in the antenna array and verification of the developed mathematical model were carried out by numerical methods. **Results.** A physical interpretation of that there is no almost interaction between the elements operating in orthogonal polarizations, and the coefficients of mutual coupling decrease with increasing distance between antenna elements is given. Proposed a simplified model of mutual coupling, which reduces the computational complexity of the problem of determining the mutual coupling matrices. **Conclusion.** It is developed a mathematical technique that allows to calculate the characteristics of antenna arrays with a large number of antenna elements, meanwhile electrodynamic modelling is carried out only for an isolated antenna element and a two-element array.

Keywords – mutual coupling matrix; radiation pattern; antenna array; cross-dipole elements.

✉ bazhanova_phys@bk.ru (Olga V. Bazhanova)

 © Olga V. Bazhanova et al., 2023

References

1. H. Wang et al., “Active reconfigurable MIMO communications: Capacity maximization pattern design,” *2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, pp. 271–275, 2022, doi: <https://doi.org/10.1109/SAM53842.2022.9827894>.
2. M. V. Grachev and Yu. N. Parshin, “Analysis of the throughput of a MIMO communication system taking into account the mutual influence of receiving path channels,” *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz': sbornik trudov XXV Mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii, posvyashchennoy 160-letiyu so dnya rozhdeniya A.S. Popova: v 6-ti tomakh*, vol. 5, pp. 242–248, 2019. (In Russ.)
3. T. Su and H. Ling, “On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 231–237, 2001, doi: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::AID-MOP1004>3.0.CO;2-P).
4. P. Jiang, Q. Huang, and X. Shi, “Calibration of mutual coupling for adaptive array via element pattern construction method,” *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pp. 1–3, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/ICMMT45702.2019.8992174>.
5. O. G. Vendik and D. S. Kozlov, “A novel method for the mutual coupling calculation between antenna array radiators: Analysis of the radiation pattern of a single radiator in the antenna array,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 6, pp. 16–21, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2481818>.
6. T. Su and H. Ling, “On modeling mutual coupling in antenna arrays using the coupling matrix,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 231–237, 2001, doi: [https://doi.org/10.1002/1098-2760\(20010220\)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p](https://doi.org/10.1002/1098-2760(20010220)28:4<231::aid-mop1004>3.0.co;2-p).
7. S. Henault and Y. Antar, “Unifying the theory of mutual coupling compensation in antenna arrays,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 2, pp. 104–122, 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2414514>.
8. H. M. Aumann, A. J. Fenn, and F. G. Willwerth, “Phased array antenna calibration and pattern prediction using mutual coupling measurements,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 7, pp. 844–850, 1989, doi: <https://doi.org/10.1109/8.29378>.
9. H. Steyskal and J. S. Herd, “Mutual coupling compensation in small array antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 12, pp. 1971–1975, 1990, doi: <https://doi.org/10.1109/8.60990>.

Information about the Authors

Olga V. Bazhanova, graduate student, teacher of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: automation of radiophysical experiment, antennas arrays, radiation of electromagnetic waves.

E-mail: bazhanova_phys@bk.ru

ORCID: <https://orcid.org/0009-0008-8721-6774>

SPIN-code (eLibrary): 6337-4390

AuthorID (eLibrary): 1218098

Alexander A. Kononov, master’s student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: antennas, radio communications, microwave technologies.

E-mail: kononov@phys.vsu.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1770-9000>

Ksenia V. Smuseva, graduate student, teacher of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: ultra-wideband radar and communication systems, antennas and antenna arrays, radiation and scattering of electromagnetic waves.

E-mail: smusevaz@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8515-2841>
SPIN-code (eLibrary): 6428-9273
AuthorID (eLibrary): 1038558
ResearcherID (WoS): ABF-1963-2020

Vladislav A. Stepkin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: automation of radiophysical experiment, ultra-wideband technologies, radio communication.

E-mail: Stepkin.vladislav@yandex.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3616-3974>
SPIN-code (eLibrary): 6233-4030
AuthorID (eLibrary): 611879
ResearcherID (WoS): E-5491-2014

Grigory K. Uskov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, head of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

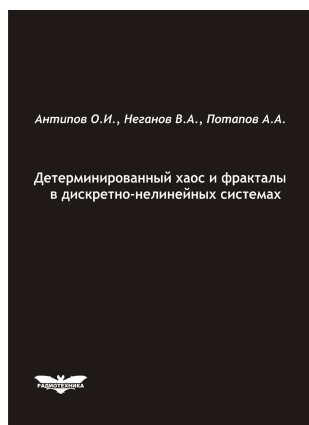
Research interests: nonlinear phenomena in amplification stages, generation of ultrashort pulses, ultra-wideband communication and radar systems, antennas and antenna arrays for communication systems.

E-mail: uskov@phys.vsu.ru
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8250-2511>
SPIN-code (eLibrary): 8126-6222
AuthorID (eLibrary): 528904
ResearcherID (WoS): H-1344-2013

РЕКЛАМА

Антипов, О.И.

Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах / О.И. Антипов, В.А. Неганов, А.А. Потапов. – М.: Радиотехника, 2009. – 235 с., ил.



ISBN 978-5-88070-237-4

УДК 530.1:621.372+621.396
ББК 32.96

В монографии рассмотрены явления детерминированного хаоса и фрактальности в дискретно-нелинейных системах на примере устройств импульсной силовой электроники, приведены некоторые основные определения современной нелинейной динамики и некоторые математические методы целочисленных и дробных мер.

Представленные явления стохастической работы могут наблюдаться в широком классе систем с переменной структурой, действие которых может быть описано системами дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, скачкообразно меняющими свои значения с течением времени в зависимости от состояния системы. Объектами исследования явились импульсные стабилизаторы напряжения различных типов и структур. Научной новизной является применение как фрактальных, так и мультифрактальных мер детерминированного хаоса к анализу стохастической работы импульсных стабилизаторов.

Для специалистов, интересующихся проблемами детерминированного хаоса, численным моделированием дискретно-нелинейных систем.