

## Расчет оптимальных значений весовых коэффициентов для компенсации взаимного влияния элементов антенных решеток

А.М. Бобрешов , А.А. Кононов ,  
О.В. Нескородова , К.В. Смусева , Г.К. Усков 

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

**Аннотация – Обоснование.** Антенные решетки широко используются в разнообразных современных радиотехнических системах беспроводной связи и радиолокации. Проявляющееся при практической реализации явление взаимного влияния антенных элементов может вносить заметные искажения в одну из важнейших характеристик антенной решетки – ее диаграмму направленности, к которой в отдельных задачах предъявляются весьма строгие требования. Ввиду этого ясной становится актуальность вопроса о методах, позволяющих добиться наиболее точного контроля диаграмм направленности. **Цель.** Исследование возможности компенсации взаимного влияния антенных элементов за счет корректировки весовых коэффициентов на входе антенной решетки, вывод расчетных соотношений для преобразования входных сигналов, оценка показателей эффективности уменьшения искажений характеристик направленности, обеспеченного применением предлагаемого подхода. **Методы.** Основные теоретические соотношения были выведены с помощью математического аппарата, позволяющего применять методы линейной алгебры к описанию взаимного влияния антенных элементов. Исследование рассмотренных в качестве примера антенных решеток на основе полуволновых диполей осуществлялось с использованием электродинамического моделирования. Получение количественных оценок эффектов взаимного влияния и их компенсации, а также верификация разработанной математической модели проводились численными методами. **Результаты.** На основе анализа матричных уравнений, описывающих взаимное влияние антенных элементов, установлена возможность выполнения преобразования входных сигналов, обеспечивающего восстановление характеристик диаграмм направленности в результате интерференции излученных электромагнитных волн. Выведены основные математические соотношения, необходимые для осуществления указанной процедуры, рассмотрены конкретные примеры и получены численные характеристики точности предложенного подхода. **Заключение.** Разработанная методика позволяет находить явный вид корректирующего линейного преобразования входных сигналов для произвольной антенной решетки. При этом использование рассчитанной таким образом матрицы корректировки предоставляет возможность не только существенного уменьшения вызванных взаимным влиянием антенных элементов искажений самих диаграмм направленности, но и компенсации нежелательных изменений такой характеристики, как направление главного луча антенной решетки.

**Ключевые слова** – антенная решетка; диаграмма направленности; матрица взаимного влияния; полуволновые диполи; матрица корректировки; компенсация искажений; направление главного луча.

### Введение

В настоящее время в разнообразных радиотехнических системах для решения задач беспроводной связи и радиолокации широко используются антенные решетки (АР), которые также называют иногда антенными массивами. Во всем многообразии их применений наиболее существенной общей чертой является идея извлечения практической пользы из расширенных возможностей по формированию заданной характеристики направленности излучающей системы [1]. Эти возможности обусловлены именно наличием набора из многих антенных элементов, диаграммы направленности (ДН) которых составляют общую характеристику направленности согласно принципу суперпозиции (что с физической точки зрения соответ-

ствует интерференции электромагнитных полей, создаваемых в дальней зоне отдельными излучателями). Роль весовых коэффициентов в линейной комбинации при этом выполняют комплексные амплитуды сигналов, подающихся на входы антенных элементов [2]; их непосредственный вид определяется теми конкретными требованиями, которые предъявляются к свойствам результирующей характеристики направленности АР.

Классические результаты теоретического характера, относящиеся к анализу свойств антенных решеток, как правило, получены в предположении, что каждый отдельный элемент (АЭ) в составе решетки излучает в точности таким же образом, как он излучал бы, будучи изолированным. В действительности же наличие рядом с ним других элементов приводит к искажениям его

ДН из-за явлений взаимного влияния [3; 4], которые могут достаточно существенно проявляться в практически важных случаях антенных массивов с большим числом элементов, расположенных на сравнительно небольшом расстоянии [5].

Таким образом, в реальных АР итоговая характеристика направленности складывается, вообще говоря, не из исходных ДН отдельных АЭ (которые мы будем называть для краткости *идеальными* ДН), а из их искаженных вследствие возникновения взаимного влияния версий – так называемых *парциальных диаграмм направленности*. Логично предположить, что во многих случаях это обстоятельство может оказываться нежелательным и вызывать отклонение тех или иных свойств характеристики направленности АР от требуемых целевых показателей (в то время как в отдельных приложениях границы допустимого разброса бывают весьма узкими, что подчеркивает актуальность проблемы исследования возможностей наиболее точного контроля ДН).

Для компенсации подобных эффектов можно модифицировать структуру АЭ с целью подавления физических явлений взаимного влияния [6]. Принципиально другой подход заключается в преобразовании подающихся на АЭ входных сигналов таким образом, чтобы результирующая характеристика направленности (сложенная из парциальных ДН) становилась ближе к заданной линейной комбинации идеальных ДН отдельных АЭ. В настоящей работе изложена методика такого преобразования, позволяющая добиться наиболее оптимального результата.

## 1. Линейная модель взаимного влияния антенных элементов

Для описания и исследования явлений взаимного влияния АЭ была построена линейная аналитическая модель [3; 7; 8], применимость которой была подтверждена на конкретных практических примерах [4; 8]. Перед тем как напомнить лежащие в основе указанной модели теоретические соотношения, приведем строгое определение используемого в данной работе понятия ДН.

Под диаграммой направленности излучающего устройства подразумевается комплексная векторная функция, учитывающая, помимо пространственного распределения амплитуды, как фазовые, так и поляризационные свойства излучаемого поля:

$$\dot{D}(\Omega) = \dot{D}_\theta(\Omega) \cdot \vec{e}_\theta(\Omega) + \dot{D}_\varphi(\Omega) \cdot \vec{e}_\varphi(\Omega), \quad (1)$$

где  $\Omega = (\theta; \varphi)$  — угловая координата, характеризующая направление излучения;  $\vec{e}_\theta(\Omega)$ ,  $\vec{e}_\varphi(\Omega)$  – единичные базисные векторы в сферической системе координат, раскладывающиеся по единичным векторам декартова базиса как

$$\begin{aligned} \vec{e}_\theta &= -(\vec{e}_x \cos \varphi + \vec{e}_y \sin \varphi) \cos \theta + \sin \theta \vec{e}_z, \\ \vec{e}_\varphi &= (-\vec{e}_x \sin \varphi + \vec{e}_y \cos \varphi) \cos \theta. \end{aligned} \quad (2)$$

При численном анализе удобно представлять ДН как вектор-столбец, составленный из последовательно выписанных отсчетов обеих компонент:

$$\begin{aligned} \dot{D}(\Omega) &= \left( \dot{D}_\theta(\Omega_1) \quad \dots \quad \dot{D}_\theta(\Omega_{N_\Omega}) \quad \dots \right. \\ &\quad \left. \dots \quad \dot{D}_\varphi(\Omega_1) \quad \dots \quad \dot{D}_\varphi(\Omega_{N_\Omega}) \right)^T, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $N_\Omega = N_\theta N_\varphi$  – общее число пространственных направлений излучения, равное произведению количества отсчетов по угловым переменным  $\theta$  и  $\varphi$ , а порядок перечисления направлений выбирается и фиксируется заранее, например,  $\Omega_1 = (\theta_1; \varphi_1)$ ,  $\Omega_2 = (\theta_2; \varphi_1)$ , ...,  $\Omega_{N_\theta} = (\theta_{N_\theta}; \varphi_1)$ ,  $\Omega_{N_\theta+1} = (\theta_1; \varphi_2)$ ,  $\Omega_{N_\theta+2} = (\theta_2; \varphi_2)$ , ...,  $\Omega_{N_\Omega-1} = (\theta_{N_\theta-1}; \varphi_{N_\varphi})$ ,  $\Omega_{N_\Omega} = (\theta_{N_\theta}; \varphi_{N_\varphi})$ .

Характеристика направленности антенного массива из  $N$  портов имеет вид

$$\dot{F}(\Omega) = \sum_{m=1}^N \dot{w}_m \dot{D}_m(\Omega) = \hat{D} \cdot \dot{w}, \quad (4)$$

где  $\dot{w} = (\dot{w}_1 \quad \dots \quad \dot{w}_N)^T$  – вектор-столбец комплексных весовых коэффициентов;  $\hat{D} = (\dot{D}_1 \quad \dots \quad \dot{D}_N)$  – матрица идеальных диаграмм направленности излучателей.

В простейшем случае, когда АЭ идентичны и не влияют друг на друга, их идеальные ДН вычисляются по формуле сдвига [2]:

$$\dot{D}_m(\Omega) = \dot{D}_{is}(\Omega) \eta_m(\Omega), \quad (5)$$

где  $\dot{D}_{is}(\Omega)$  – ДН одного изолированного излучающего элемента;  $\vec{u}_m = (u_{xm} \quad u_{ym} \quad u_{zm})^T$  – координаты точек, в которых расположены АЭ;  $\eta_m$  – множители, учитывающие вызванное сдвигом изменение фазы в дальней зоне:

$$\eta_m(\Omega) = e^{jk(u_{xm} \sin \theta \cos \varphi + u_{ym} \sin \theta \sin \varphi + u_{zm} \cos \theta)}. \quad (6)$$

В реальных условиях отдельные антенные элементы влияют друг на друга, что приводит к искажению их ДН. В рамках используемой в данной работе модели считается, что такие искажения вызваны переизлучением электромагнитных волн с АЭ, соседствующих с первоначально запитанным элементом в составе АР [8], причем резуль-

тирующая парциальная ДН для АЭ с номером  $m$  принимает вид

$$\dot{D}_m^{(p)}(\Omega) = \sum_{n=1}^N \dot{c}_{nm} \dot{D}_n^{(p)}(\Omega) \Leftrightarrow \hat{D}^{(p)} = \hat{D} \cdot \hat{C}, \quad (7)$$

где  $\hat{D}^{(p)} = (\dot{D}_1^{(p)} \dots \dot{D}_N^{(p)})$  – матрица парциальных ДН;  $\dot{c}_{nm}$  – коэффициент матрицы взаимного влияния  $\hat{C}$ , показывающий, какой сигнал переизлучается с АЭ номер  $n$  при подключении единичного сигнала к порту номер  $m$  (и при нулевых сигналах на всех остальных портах).

Возвращаясь снова к модели, в которой подключены все порты, с учетом (7) получаем

$$\dot{F}(\Omega) = \sum_{m=1}^N \dot{w}_m \dot{D}_m^{(p)}(\Omega) = \hat{D}^{(p)} \dot{w} = \hat{D} \hat{C} \dot{w}. \quad (8)$$

Таким образом, характеристика направленности реальной АР складывается из парциальных ДН  $\dot{D}_m^{(p)}(\Omega)$  с коэффициентами  $\dot{w}$  или из идеальных ДН  $\hat{D}_m(\Omega)$  с искаженными коэффициентами, вектор-столбец которых равен  $\hat{C} \dot{w}$ .

Из данного наблюдения следует, что компенсация явлений взаимного влияния может быть достигнута посредством надлежащего предварительного изменения входных сигналов. Детали реализации этого подхода изложены в следующем разделе.

## 2. Методика компенсации взаимного влияния

Итак, основная идея заключается в следующем. Пусть у некоторой АР требуется сформировать заданную целевую характеристику направленности  $\dot{F}_0(\Omega)$ , которая в отсутствие взаимного влияния АЭ достигалась бы при известном наборе весовых коэффициентов  $\dot{y}$  (в качестве примера можно привести известные расчетные соотношения для формирования); согласно (4), это можно записать в виде  $\dot{F}_0 = \hat{D} \dot{y}$ . Как показано выше (см. (8)), подача на АЭ реальной АР сигналов  $\dot{w}$  приводит к формированию, вообще говоря, другой характеристики направленности, имеющей вид  $\dot{F} = \hat{D}^{(p)} \dot{w} = \hat{D} \hat{C} \dot{w}$ . Эти два выражения, однако, могут оказаться равными, если «искаженный взаимным влиянием» вектор входных сигналов  $\hat{C} \dot{w}$  совпадет с «целевым» исходным вектором весовых коэффициентов  $\dot{y}$ :

$$\hat{C} \dot{w} = \dot{y} \Rightarrow \dot{F} = \hat{D}^{(p)} \dot{w} = \hat{D} \hat{C} \dot{w} = \hat{D} \dot{y} = \dot{F}_0. \quad (9)$$

В то же время равенство (9), очевидно, выполняется, если положить

$$\dot{w} = \hat{C}^{-1} \dot{y} \quad (10)$$

(заметим, что на практике матрица взаимного влияния  $\hat{C}$  обычно обладает свойством диагонального преобладания [9], а это, как известно, гарантирует существование обратной матрицы).

Таким образом, компенсация взаимного влияния АЭ в рамках вышеописанной модели достигается путем обработки заданного вектора весовых коэффициентов матрицей, обратной по отношению к матрице взаимного влияния.

На практике, конечно, парциальные ДН не обязаны в точности являться линейными комбинациями идеальных ДН отдельных АЭ, поскольку взаимное влияние, вообще говоря, может не ограничиваться одними лишь явлениями переизлучения. Более общим физическим эффектом является рассеяние излученных электромагнитных волн с последующим переотражением от АЭ, расположенных друг у друга в ближней зоне. Различие диаграмм направленности по переотражению и в режиме излучения бывает достаточно существенным (однако во многих практически важных случаях – например, для АЭ электрически малых размеров, когда в пределах одного АЭ распределение токов близко к синфазному, – две указанные ДН могут оказаться в весьма высокой степени сходными).

Тем не менее можно показать, что в любом случае существует возможность рассчитать наиболее оптимальный набор  $\dot{w}$  весовых коэффициентов – в том смысле, что ни при каком другом векторе входных сигналов результирующая характеристика направленности АР не будет ближе к составленной из идеальных ДН с коэффициентами  $\dot{y}$ . Действительно, характеристика направленности реальной АР *всегда* имеет вид линейной комбинации парциальных ДН:  $\dot{F} = \hat{D}^{(p)} \dot{w}$  (что с физической точки зрения соответствует интерференции излученных электромагнитных волн). В то же время, как известно [9], среднеквадратичная норма невязки

$$\left\| \dot{F} - \dot{F}_0 \right\| = \left\| \hat{D}^{(p)} \dot{w} - \hat{D} \dot{y} \right\| \quad (11)$$

минимизируется при  $\dot{w} = \hat{A} \dot{y}$ , где

$$\hat{A} = \left( \hat{D}^{(p)} \right)^+ \cdot \hat{D} \quad (12)$$

(здесь символом «+» обозначена псевдообратная матрица (в смысле Мура – Пенроуза [9])).

Итак, в общем случае преобразовывать целевой вектор входных сигналов нужно с помощью матрицы  $\hat{A}$ , которая, согласно приведенным выше

рассуждениям, совпадает с  $\hat{C}^{-1}$ , если взаимное влияние имеет чисто линейный характер (см. (10)). Заметим, что даже в самом общем случае расчет осуществляется один раз для каждой конкретной АР, причем для этого достаточно знать матрицы  $\hat{D}^{(p)}$  и  $\hat{D}$ , которые с принципиальной точки зрения могут быть определены экспериментальным путем. Это обстоятельство в некотором смысле придает процедуре определения  $\hat{A}$  характер калибровки антенной решетки.

Для полноты напомним расчетное соотношение

$$\hat{C} = \hat{D}^+ \cdot \hat{D}^{(p)}, \quad (13)$$

которое может быть использовано для вычисления оптимальной оценки матрицы взаимного влияния (причем среднеквадратичная ошибка между  $\hat{D}\hat{C}$  и  $\hat{D}^{(p)}$  будет минимизирована [4]). Однако подстановка (13) в формулу (10) не позволяет свести к ней общий случай, поскольку, как известно [10], в отличие от обычной инверсии, для псевдообратных матриц

$$\hat{C}^{-1} = \hat{C}^+ = (\hat{D}^+ \hat{D}^{(p)})^+ \neq (\hat{D}^{(p)})^+ \cdot \hat{D} = \hat{A}, \quad (14)$$

так что в целом (12) обладает большей общностью. Однако, как уже было указано, на практике нередко реальные эффекты взаимного влияния весьма близки к линейной модели, и тогда замена  $\hat{A}$  на  $\hat{C}^{-1}$  не приводит к существенным погрешностям (другими словами, норма невязки (11) при подстановке (10) принимает значение, близкое к минимальному). Заметим, что идея использования  $\hat{C}^{-1}$  в качестве матрицы коррекции была ранее предложена в работе [3]; здесь, таким образом, нами получено ее обобщение, обладающее наибольшей оптимальностью (вследствие применения метода псевдоинверсии).

### 3. Численное моделирование и примеры применения

Для примера рассмотрим модель антенной решетки, состоящей из трех полуволновых диполей, изображенную на рис. 1 (вместе с сеткой пространственной дискретизации, использовавшейся при выполнении численного электродинамического моделирования в среде CST Studio Suite). Цифрами обозначены номера АЭ, соответствующая нумерация будет использована и далее (как для их ДН, так и для входных портов).

Заметим, что ДН исследуются в исходной системе координат, которая не наклонена вместе с АЭ. Рабочая частота в рамках моделирования была

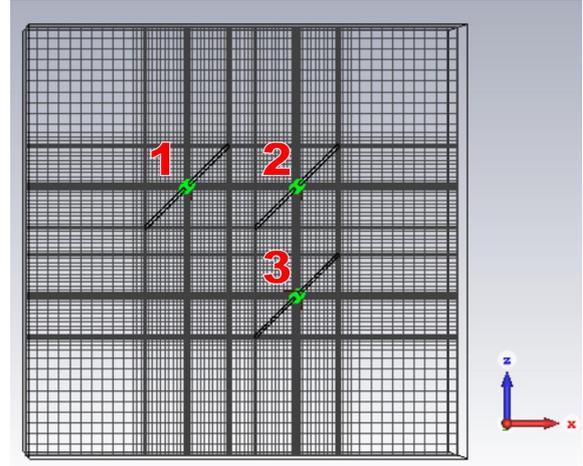


Рис. 1. Пример антенной решетки, состоящей из трех диполей  
 Fig. 1. An example of an antenna array consisting of three dipoles

принята равной 3,5 ГГц, что соответствует длине полуволновых диполей около 42,83 мм. Диапазон изменения угловых переменных дискретизировался с шагом в 5° (от 0° до 180° по  $\theta$  и от 0° до 355° по  $\phi$ , что при численном анализе соответствует длине каждого вектора (3), составленного из отсчетов обеих поляризационных компонент заданной ДН, в  $37 \cdot 72 \cdot 2 = 5328$  элементов).

Идеальная ДН номер 1 (то есть ДН изолированного 1-го АЭ, расположенного в начале координат) представлена на рис. 2, где для наглядности приведены трехмерные графики (в сферических координатах) как амплитудной, так и фазовой зависимостей. По формулам сдвига (5)–(6) из этой ДН можно получить идеальные ДН 2-го и 3-го АЭ, идентичных с первым, но размещенных, соответственно, в точках (40 мм; 0; 0) и (40 мм; 0; –40 мм). Максимумы амплитуды ДН на кополярной и кроссполярной компонентах равны –0,534 дБи и 2,245 дБи (имеются в виду модули величин  $\dot{D}_\phi(\Omega)$  и  $\dot{D}_\theta(\Omega)$ , соответствующих базисным векторам  $\vec{e}_\phi(\Omega)$  и  $\vec{e}_\theta(\Omega)$ , как указано в (1)–(2)). Максимальное же значение амплитуды векторной ДН

$$|\dot{D}(\Omega)| = \sqrt{|\dot{D}_\theta(\Omega)|^2 + |\dot{D}_\phi(\Omega)|^2} \quad (15)$$

составляет 3,834 дБи.

Парциальная ДН 1-го элемента, полученная в результате численного электродинамического моделирования вышеописанной АР из трех АЭ в среде CST Studio Suite, изображена на рис. 3. Здесь снова имеются в виду трехмерные графические представления как амплитудной, так и фазовой пространственных зависимостей, причем можно заметить некоторое искажение амплитудной характеристики (относительно симметричной

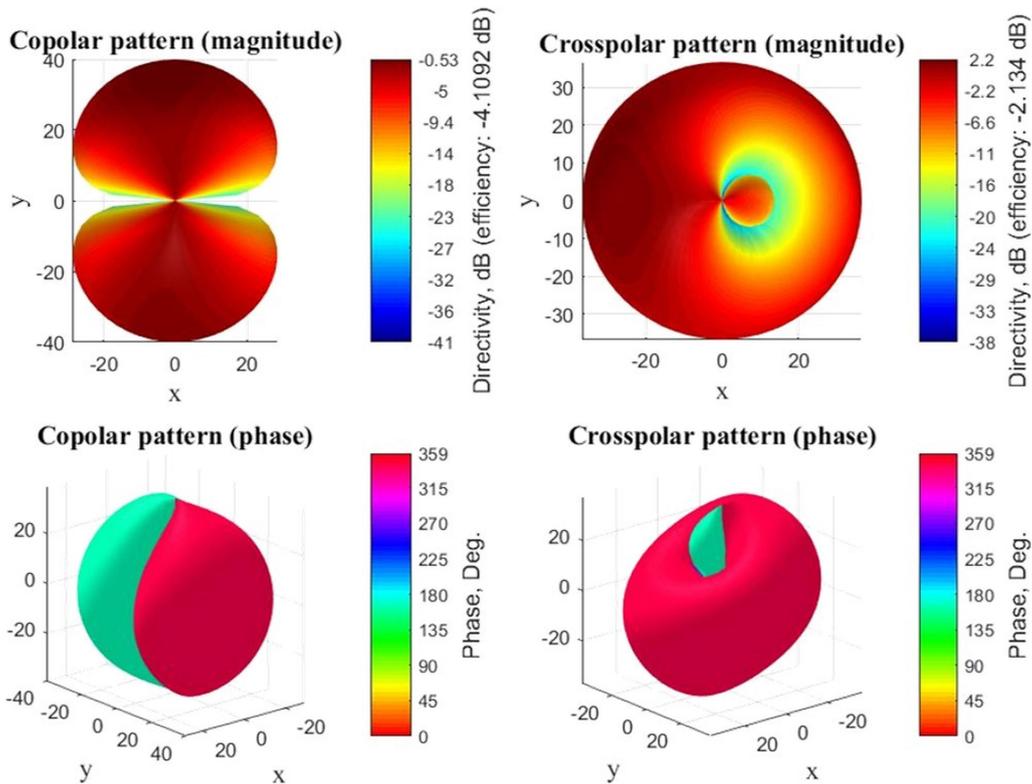


Рис. 2. Идеальные диаграммы направленности изолированного 1-го антенного элемента  
Fig. 2. Ideal radiation patterns of the isolated 1st antenna element

круглой формы исходной идеальной ДН) и незначительный уход фазы, проявляющийся в плавном изменении окраски нижних графиков (фрагмент ломаной линии отмечает область возникновения численных погрешностей вследствие скачков на  $\pm 360^\circ$  при переходе фазы через ноль).

Ввиду недостаточной наглядности визуального сравнения идеальных и парциальных ДН в табл. 1 представлены такие количественные характеристики эффектов взаимного влияния, как максимальные значения амплитудных диаграмм направленности и средняя (по всем пространственным направлениям) относительная (выраженная в дБ относительно максимума) величина искажений, которым подверглись парциальные ДН по сравнению с идеальными. Можно заметить в том числе, что для вычисляемой согласно формуле (15) амплитуды «полной» векторной ДН искажение максимального значения менее выражено, чем для отдельных поляризационных компонент. В то же время средняя величина искажений для векторной ДН, напротив, как раз несколько более существенна, чем у компонент.

Выполнив расчет матрицы взаимного влияния  $\hat{C}$  по формуле (13) и вычисление точной матрицы коррекции  $\hat{A}$  в соответствии с общим соотноше-

нием (12), а также ее «приближенной версии», равной  $\hat{C}^{-1}$  (и в общем случае не совпадающей с  $\hat{A}$ , как видно из (14)), оформим полученные результаты в виде табл. 2 для удобства количественного сравнения.

Как видно, приближенный подход, основанный на инверсии матрицы взаимного влияния, приводит к значениям, незначительно отличающимся от точных оптимальных коэффициентов матрицы коррекции. Действительно, максимальная разность между компонентами  $\hat{A}$  и  $\hat{C}^{-1}$  (достигающаяся в данном случае для элемента 1-й строки, 1-го столбца) не превосходит 0,00108, что на два порядка меньше, чем минимальный (по модулю) элемент матрицы  $\hat{A}$  (расположенный во 2-й строке, 3-м столбце и имеющий абсолютную величину, несколько превосходящую 0,172). Относительная закономерность подобного обстоятельства для АР с электрически малыми АЭ, уже упоминавшаяся ранее, свидетельствует об актуальности указанного подхода – в особенности если учесть возможности теоретического вычисления матрицы  $\hat{C}$  (при помощи матрицы Q-параметров) для больших антенных решеток по результатам моделирования их типовых фрагментов (без экспериментального исследования решетки в целом [8]).

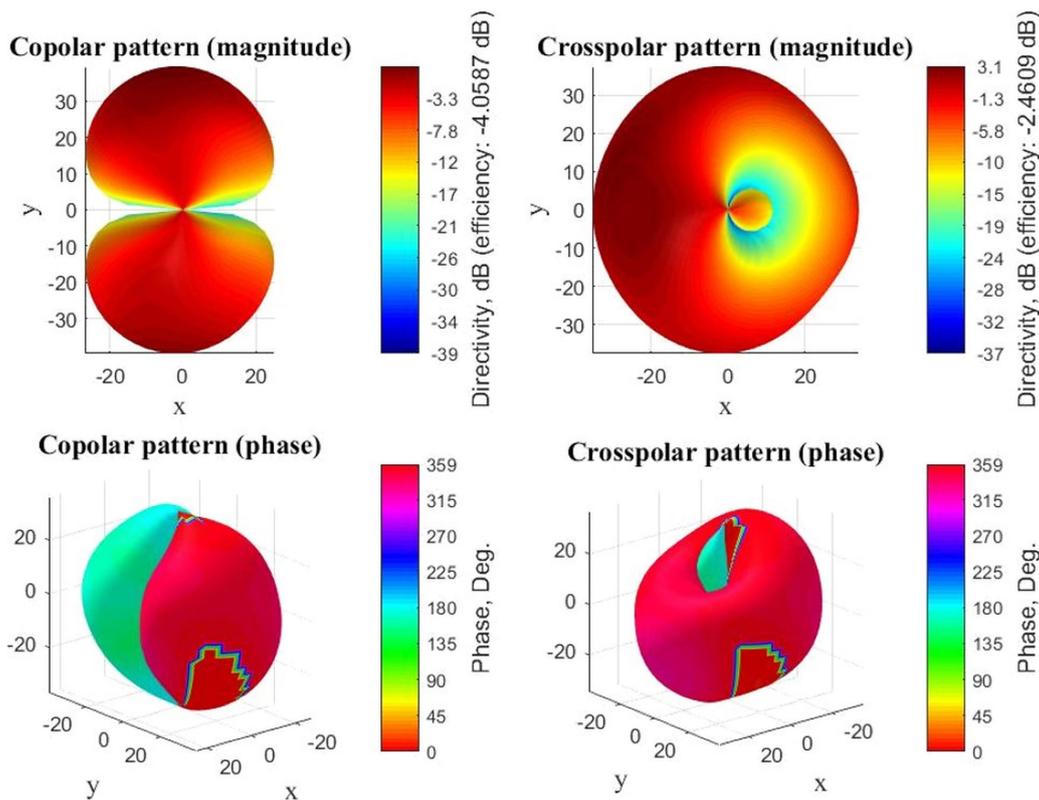


Рис. 3. Парциальные диаграммы направленности 1-го элемента в составе антенной решетки  
 Fig. 3. Partial radiation patterns of the 1st element in the antenna array

Таблица 1. Количественные характеристики эффектов взаимного влияния  
 Table 1. Quantitative characteristics of the antenna elements mutual coupling effects

№ АЭ	Вид ДН	Максимум, дБи		Средняя величина искажений, дБ
		Идеальные ДН	Парциальные ДН	
1	Кополярная ( $\dot{D}_\varphi$ )	-0,534	1,131	-17,228
	Кроссполярная ( $\dot{D}_\theta$ )	2,245	3,136	-17,578
	Векторная (см. (1))	3,834	3,967	-16,147
2	Кополярная ( $\dot{D}_\varphi$ )	-0,534	1,111	-17,340
	Кроссполярная ( $\dot{D}_\theta$ )	2,245	1,899	-18,287
	Векторная (см. (1))	3,834	3,816	-17,114
3	Кополярная ( $\dot{D}_\varphi$ )	-0,534	1,049	-17,783
	Кроссполярная ( $\dot{D}_\theta$ )	2,245	3,131	-17,545
	Векторная (см. (1))	3,834	3,892	-16,302

Заметим, что норма матрицы коррекции (для обеих полученных нами ее версий) несколько превышает единицу:

$$\|\hat{A}\|_2 \approx 1,1761, \quad \|\hat{C}^{-1}\|_2 \approx 1,1765. \quad (16)$$

Эти величины (с учетом определения используемой в (16) так называемой 2-нормы [9]) показывают, во сколько раз максимально может увеличиться квадратичная норма вектора весовых коэффициентов в ходе коррекции (что может иметь важное значение в практических приложениях, где вектор

входных сигналов АР нередко должен удовлетворять тому или иному условию нормировки).

В качестве простейшего примера применения методики коррекции входных сигналов покажем, как в обсуждавшейся выше АР можно восстанавливать идеальные ДН путем подключения АЭ в соответствующих линейных комбинациях. Рассмотрим для определенности 1-й элемент, идеальные ДН которого были изображены на рис. 2; очевидно, что его «изолированная» ДН получилась бы в идеальной (т. е. лишенной взаимного

Таблица 2. Матрицы взаимного влияния и коррекции  
 Table 2. Mutual coupling and correction matrices

Матрица	Численные значения
Взаимного влияния $\hat{C} = \hat{D}^+ \cdot \hat{D}^{(p)}$	$\approx \begin{pmatrix} 0,9823 + 0,0087j & 0,0483 + 0,1913j & 0,1304 - 0,0457j \\ 0,0433 + 0,1919j & 0,9321 + 0,0380j & 0,0437 + 0,1862j \\ 0,1360 - 0,0491j & 0,0449 + 0,2043j & 0,9762 + 0,0631j \end{pmatrix}$
Коррекции (точная) $\hat{A} = (\hat{D}^{(p)})^+ \cdot \hat{D}$	$\approx \begin{pmatrix} 1,0033 - 0,0123j & -0,0376 - 0,1724j & -0,1607 + 0,0740j \\ -0,0325 - 0,1744j & 1,0038 - 0,0074j & -0,0443 - 0,1663j \\ -0,1699 + 0,0778j & -0,0457 - 0,1846j & 1,0049 - 0,0664j \end{pmatrix}$
Коррекции (приближенная) $\hat{A} \approx \hat{C}^{-1}$	$\approx \begin{pmatrix} 1,0044 - 0,0122j & -0,0376 - 0,1725j & -0,1601 + 0,0739j \\ -0,0328 - 0,1747j & 1,0041 - 0,0074j & -0,0446 - 0,1665j \\ -0,1693 + 0,0780j & -0,0457 - 0,1847j & 1,0058 - 0,0664j \end{pmatrix}$

Таблица 3. Весовые коэффициенты, скорректированные для восстановления идеальной диаграммы направленности 1-го антенного элемента  
 Table 3. Weight coefficients adjusted to restore the ideal radiation pattern of the 1st antenna element

n (номер)	Re $\dot{w}_n$	Im $\dot{w}_n$	$ \dot{w}_n $	Фаза, $\arg \dot{w}_n$	
				в радианах	в градусах
1	1,0044	-0,0122	1,0044 $\approx$ 1,004	-0,0121	-0,6947 $\approx$ -0,7
2	-0,0328	-0,1747	0,1778 $\approx$ 0,178	-1,7561	-100,6198 $\approx$ -100,6
3	-0,1693	0,0780	0,1864 $\approx$ 0,186	2,7097	155,2544 $\approx$ 155,3

влияния) AP при подаче на входы АЭ вектора сигналов  $\dot{y} = (1 \ 0 \ 0)^T$ . Преобразуя его с помощью полученной нами матрицы коррекции (причем даже приближенной ее версии), находим вектор  $\dot{w} = \hat{C}^{-1}\dot{y}$ , данные об элементах которого представлены в табл. 3. В рассматриваемом частном случае  $\dot{w}$  является, в сущности, 1-м столбцом матрицы  $\hat{C}^{-1}$ , к которому применяется дополнительное округление, позволяющее частично имитировать конечную точность выставления весовых коэффициентов в реальной AP (например, из-за ограниченной разрядности дискретных аттенюаторов и фазовращателей).

Подача скорректированных таким образом сигналов на входы реальной AP приводит к формированию характеристики направленности, с хорошей точностью воссоздающей идеальную ДН 1-го АЭ. На рис. 4 показаны графики двумерных сечений диаграмм направленности в полярных координатах, позволяющие сравнить парциальную ДН 1-го АЭ, воссоздающую ее характеристику направленности AP – как рассчитанную теоретически, так и полученную посредством моделирования в CST Studio Suite, – а также исходную (идеальную) ДН 1-го АЭ.

Видно, что воссозданная ДН, рассчитанная теоретически, весьма близка к идеальной и при этом

практически полностью совпадает с результатом электродинамического моделирования в CST (синяя и зеленая линии в электронной версии журнала на рис. 4 визуально почти неразличимы). Количественные характеристики точности воссоздания идеальной ДН приведены в табл. 4, где для удобства сравнения также повторно даны оценки величины вызванных взаимным влиянием искажений ДН (ранее представленные в табл. 1).

Как можно было видеть, корректность изложенной методики восстановления идеальных ДН подтверждается экспериментом (который иногда из-за удачного совпадения погрешностей может даже давать результаты, точность которых несколько превосходит теоретическую). Кроме того, в данном случае коррекция входных коэффициентов позволила уменьшить среднее расхождение реальной и идеальной ДН на величину около 20 дБ, то есть весьма существенным образом.

В заключение рассмотрим случай формирования заданной характеристики направленности у всей AP. Пусть для определенности главный луч должен быть ориентирован в направлении  $\theta = 90^\circ$  и  $\varphi = 60^\circ$ . В идеальной AP это соответствует следующим значениям весовых коэффициентов:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &\approx 0,57735, \\ \dot{y}_2 = \dot{y}_3 &\approx \dot{y}_1 e^{-1,467j} \approx 0,0598 - 0,5742j, \end{aligned} \quad (17)$$

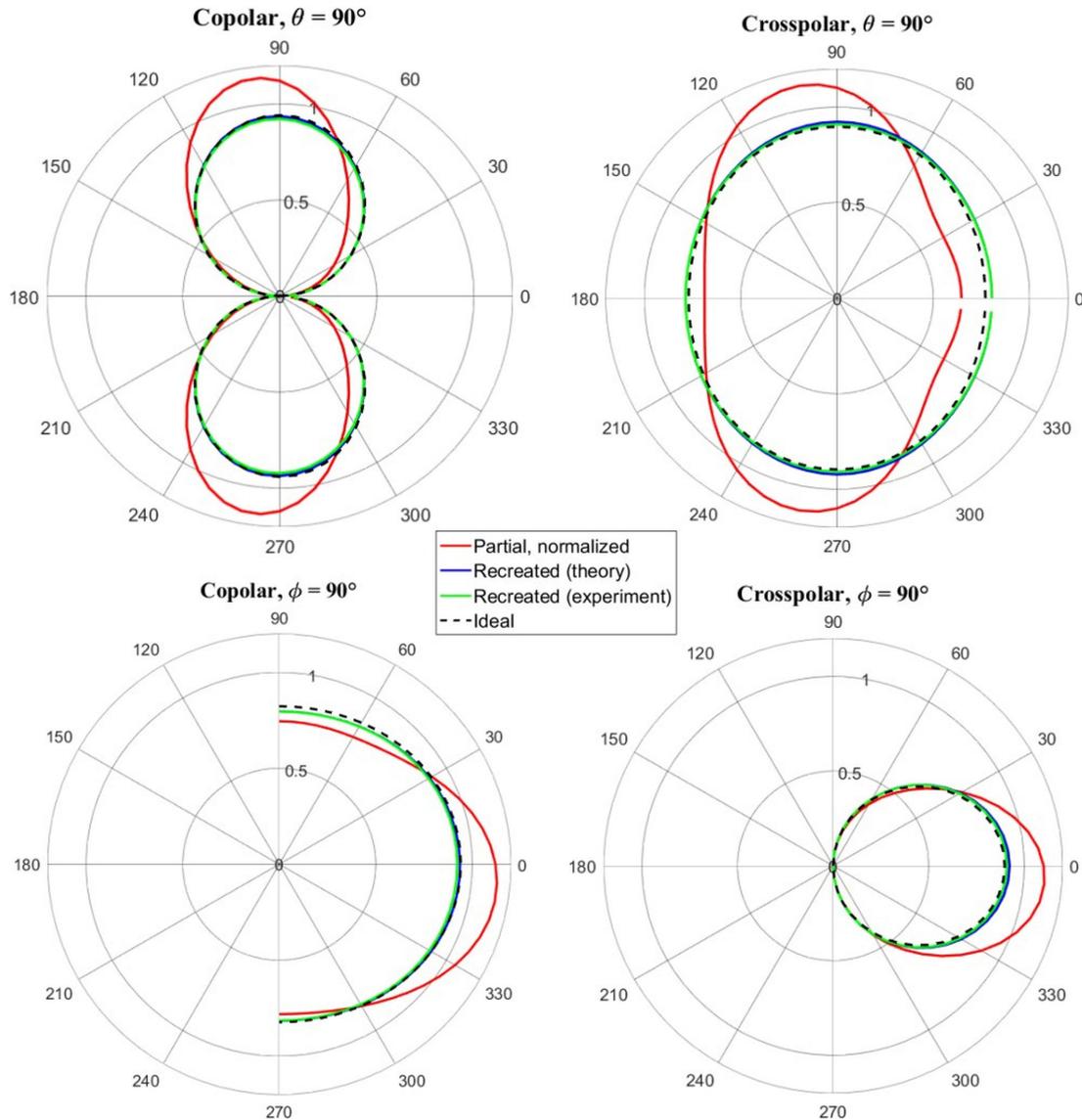


Рис. 4. Сравнение воссозданной и идеальной диаграмм направленности 1-го антенного элемента  
 Fig. 4. Comparison of the recreated and ideal radiation patterns of the 1st antenna element

которые рассчитаны на основе классического принципа фазировки [2], компенсирующей в направлении главного луча фазовые множители, вызванные сдвигом АЭ и описываемые соотношениями (6), – а затем с дополнительной нормировкой на количество антенных элементов (равное в данном случае трем), так что

$$\|\dot{\vec{y}}\|_2 \equiv \sqrt{|\dot{y}_1|^2 + |\dot{y}_2|^2 + |\dot{y}_3|^2} = 1. \quad (18)$$

С помощью точной и приближенной матриц коррекции можно рассчитать скорректированные версии весовых коэффициентов (17), численные данные о которых представлены в табл. 5. Видно, что различия двух версий как по амплитудам, так и по фазам незначительны.

Значения норм скорректированных векторов входных сигналов таковы:

$$\|\dot{\vec{w}}\|_2 = 1,0093, \quad \|\hat{C}^{-1}\dot{\vec{y}}\|_2 = 1,0099. \quad (19)$$

Сравнение (19) и (18) иллюстрирует высказанное ранее утверждение о том, что при необходимости выполнения условия нормировки результирующего вектора входных сигналов может потребоваться наложить на исходные весовые коэффициенты более строгое условие, обеспечивающее необходимый запас для возможного возрастания нормы. Напомним, что заведомо достаточная величина такого запаса однозначно определяется соответствующими матричными нормами (в нашем случае это (16)).

Характеристики направленности АР, получаемые при подаче на ее входы разных версий весовых коэффициентов, показаны на рис. 5. Следует пояснить, что луч не имеет вполне четкой формы,

Таблица 4. Количественные характеристики воссоздания идеальной диаграммы направленности  
Table 4. Quantitative characteristics of recreating the ideal radiation pattern

Вид ДН	Средняя невязка относительно идеальной ДН, в дБ от максимума		
	Парциальная ДН	Воссозданная ДН	
		теория	эксперимент
Кополярная ( $\dot{D}_\phi$ )	-17,228	-37,177	-35,252
Кроссполярная ( $\dot{D}_\theta$ )	-17,578	-35,060	-38,032
Векторная (см. (1))	-16,147	-33,874	-38,064

Таблица 5. Весовые коэффициенты, скорректированные для контроля направления главного луча  
Table 5. Weight coefficients adjusted to control the main beam direction

Версия	$n$	$\text{Re } \dot{w}_n$	$\text{Im } \dot{w}_n$	$ \dot{w}_n $	Фаза, $\arg \dot{w}_n$	
					в радианах	в градусах
$\dot{w} = (\hat{D}^{(p)})^+ \cdot \hat{D}\dot{y}$ (точная)	1	0,5109	0,1009	0,5207	0,1950	11,17
	2	-0,0612	-0,6620	0,6649	-1,6629	-95,28
	3	-0,1849	-0,5209	0,5527	-1,9119	-109,54
$\dot{w} \approx \hat{C}^{-1}\dot{y}$ (приближенная)	1	0,5115	0,1006	0,5213	0,1942	11,13
	2	-0,0614	-0,6622	0,6651	-1,6633	-95,30
	3	-0,1846	-0,5213	0,5530	-1,9111	-109,50

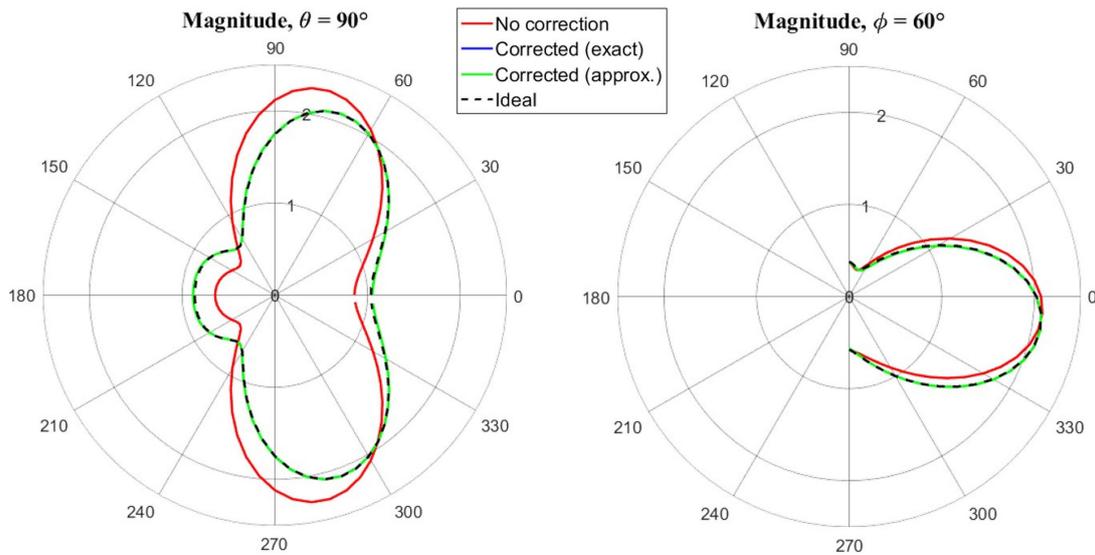


Рис. 5. Пример корректировки направления главного луча  
Fig. 5. An example of adjusting the main beam direction

поскольку в рассматриваемом примере АР содержит всего 3 АЭ и их ДН сильно влияет на ее итоговую характеристику направленности. По этой же причине максимум амплитуды главного луча заметно смещен относительно своего целевого направления, что, впрочем, оказывается здесь скорее преимуществом: подобное явление наблюдается и в применяемых на практике АР с большим количеством элементов, только в меньшей степени, в данной же ситуации (при существенном смещении) нагляднее будет демонстрация того, как предлагаемая методика помогает исправить не

только общую форму ДН, но и описанный эффект в частности. Наконец, возникновение паразитного луча в направлении, симметричном целевому относительно плоскости  $xOz$ , объясняется наличием аналогичной симметрии у самих антенных элементов в рассматриваемом примере.

Можно заметить, что в результате обеих версий коррекции характеристика направленности практически совпала с достигаемой в идеальной АР. В том числе направление максимума сместилось с  $\theta = 96,349^\circ$  и  $\phi = 77,091^\circ$  до значений  $\theta = 99,087^\circ$  и  $\phi = 69,856^\circ$  (практически совпадающих для точ-

Таблица 6. Количественные характеристики формирования целевой характеристики направленности  
 Table 6. Quantitative characteristics of forming the target radiation pattern

Вид ДН	Средняя невязка относительно целевой ДН, в дБ от максимума		
	Без коррекции	С коррекцией	
		точная версия	приближенная версия
Кополярная	-18,643	-42,295	-42,532
Кроссполярная	-17,441	-39,318	-39,211
Векторная	-17,843	-40,346	-40,341

ной и приближенной версий, а также для направления максимума, которое может быть достигнуто в идеальной АР с классической фазировкой (17)).

Добавим, что отклонение луча несколько вниз в данном случае является исключительно следствием того, что максимумы вертикальных сечений идеальной ДН в окрестности целевого направления также смещены ниже горизонтали. Это наблюдение служит еще одной иллюстрацией влияния ДН отдельных АЭ на целевую характеристику направленности АР, особенно заметно проявляющегося при малом количестве элементов. Более того, в рассмотренном примере указанное отклонение по вертикали при отсутствии коррекции выражено в меньшей степени (из-за меньшего смещения максимума парциальной ДН вблизи целевого направления), что позволяет высказать предположение о теоретической возможности разработки новых методик фазировки, использующих подобные «положительные особенности» парциальных ДН.

Численные значения показателей точности формирования целевой характеристики направленности АР в исследованном здесь случае приведены в табл. 6.

Видно, что результаты приближенной и точной версий корректировки не только предоставляют существенное улучшение по сравнению с непосредственным использованием парциальных ДН, но и почти совпадают между собой (это видно на приведенных на рис. 5 графиках: соответствующие кривые накладываются друг на друга вплоть до визуальной неразличимости; аналогичное положение вещей имело место ранее для воссоздания идеальной ДН одного АЭ). Таким образом, состоятельность предлагаемого подхода как средства компенсации вызванных взаимным влиянием искажений в ДН, а также в такой важной для приложений производной характеристике, как направление главного луча, в данном случае снова подтвердилась экспериментально.

## Заключение

Изложенная в работе методика корректировки вектора комплексных амплитуд входных сигналов антенной решетки посредством зависящего от ее свойств линейного преобразования позволяет понижать среднюю относительную ошибку в формировании целевых характеристик направленности существенным образом (на величину около 20 дБ, то есть на несколько порядков). Кроме того, применение полученных соотношений предоставляет возможность заметного уточнения положения главного луча в итоговой характеристике направленности излучения реальной АР.

Показано, что наряду с точной корректировкой, требующей знания парциальных и идеальных ДН всех АЭ, существует также приближенный метод, для которого достаточно только знания матрицы взаимного влияния. При этом оба метода дают весьма сходные по качеству результаты для практически важного случая взаимного влияния, имеющего характер, подобный линейной суперпозиции (что справедливо, например, для электрически малых АЭ). Точная методика автоматически дает наиболее оптимальный вариант корректировки, приближенная же представляет дополнительный интерес ввиду возможностей аналитического предсказания значений коэффициентов матрицы взаимного влияния. В обоих случаях достаточно вычислить соответствующую матрицу корректировки входных сигналов (используя выведенные расчетные соотношения) один раз для каждой конкретной АР, что придает данной процедуре характер калибровки.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке многоканальных систем беспроводной связи и радиолокации на основе антенных решеток.

## Финансирование

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

## Благодарности

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» в рамках реализации федерального проекта «Подготовка кадров и научного фундамента для электронной промышленности».

## 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. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
3. 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>
4. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризованных антенных решетках / О.В. Бажанова [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 4. С. 78–87. DOI: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.78-87>
5. Грачев М.В., Паршин Ю.Н. Анализ пропускной способности MIMO системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXV Межд. науч.-техн. конф., посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. 2023. Т. 4. С. 242–248.
6. A novel approach for low mutual coupling and ultra-compact two port MIMO antenna development for UWB wireless application / F. Urimubenshi [et al.] // Heliyon. 2022. Vol. 8, no. 3. P. 1–13. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09057>
7. 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>
8. Особенности учета эффекта взаимного влияния антенных элементов в системах Massive-MIMO / О.В. Бажанова [и др.] // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXX Межд. науч.-техн. конф. 2024. Т. 4. С. 158–167.
9. Тыртышников Е.Е. Матричный анализ и линейная алгебра. М.: Физматлит, 2007. 480 с.
10. Greville T.N.E. Note on the generalized inverse of a matrix product // SIAM Review. 1966. Vol. 8, no. 4. P. 518–521. DOI: <https://doi.org/10.1137/1008107>

## Информация об авторах

**Бобрешов Анатолий Михайлович**, доктор физико-математических наук, профессор-консультант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

*Область научных интересов:* нелинейные явления во входных твердотельных приборах; автоматизированные измерительные системы научных исследований; хаотические системы связи; сверхширокополосные системы локации и связи.

*E-mail:* bobreshov@phys.vsu.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-5429-3780>

*SPIN-код (eLibrary):* 9807-0208

*AuthorID (eLibrary):* 197589

**Кононов Александр Андреевич**, аспирант, ассистент кафедры электроники физического факультета 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>

*SPIN-код (eLibrary):* 5345-4535

*AuthorID (eLibrary):* 1263247

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

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

*E-mail:* neskorodova@phys.vsu.ru

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

*SPIN-код (eLibrary):* 6337-4390

*AuthorID (eLibrary):* 1218098

**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

**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 2025, vol. 28, no. 1, pp. 20–32

DOI [10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32](https://doi.org/10.18469/1810-3189.2025.28.1.20-32)  
UDC 621.396.677  
Original Research

Received 15 November 2024  
Accepted 16 December 2024  
Published 31 March 2025

### Calculation of optimal values of weight coefficients for compensation of the mutual coupling of antenna array elements

Anatoly M. Bobreshov , Alexander A. Kononov ,  
Olga V. Neskorodova , Ksenia V. Smuseva , Grigory K. Uskov 

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

**Abstract – Background.** Antenna arrays are widely used in a variety of modern radio engineering systems for wireless communication and radar. The phenomenon of mutual coupling of antenna elements, which is manifested in practical implementation, may cause noticeable distortions of one of the most important characteristics of the antenna array – its radiation pattern, which must meet strict requirements in certain tasks. In view of this, the relevance of the question of methods for achieving the most accurate control of radiation patterns becomes clear. **Aim.** Investigation of the possibility of compensating the mutual coupling of antenna elements by adjusting the weight coefficients at the input of the antenna array, derivation of calculation relations for converting input signals, evaluation of performance measures for reducing distortion of directional characteristics provided by the application of the proposed approach. **Methods.** The main theoretical relations were derived using a mathematical apparatus that allows applying linear algebra methods to the description of the mutual coupling of antenna elements. The study of the antenna arrays based on half-wave dipoles and considered as an example was carried out using electrodynamic modeling. Quantitative estimates of the effects of mutual coupling and their compensation, as well as verification of the developed mathematical model, were carried out using numerical methods. **Results.** On the basis of the analysis of matrix equations describing the mutual coupling of antenna elements, the possibility of performing the input signals transformation, providing the restoration of the radiation patterns characteristics as a result of the radiated electromagnetic waves interference, has been established. The basic mathematical relations necessary for the implementation of this procedure are derived, specific examples are considered and numerical accuracy characteristics of the proposed approach are obtained. **Conclusion.** The developed technique makes it possible to find the explicit form of the correcting linear transformation of input signals for an arbitrary antenna array. At the same time, the use of the correction matrix calculated in this way makes it possible not only to significantly reduce the distortion of the radiation patterns themselves caused by the mutual coupling of the antenna elements, but also to compensate for undesirable changes in such characteristics as the direction of the main beam of the antenna array.

**Keywords** – antenna array; radiation pattern; mutual coupling matrix; half-wave dipoles; correction matrix; distortion compensation; main beam direction.

✉ [neskorodova@phys.vsu.ru](mailto:neskorodova@phys.vsu.ru) (Olga V. Neskorodova)

 © Anatoly M. Bobreshov et al., 2025

### 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. D. M. Sazonov, *Antennas and Microwave Devices*. Moscow: Vysshaya shkola, 1988. (In Russ.)
3. 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>.

4. O. V. Bazhanova et al., "Investigation of mutual coupling coefficients in dual-polarized antenna arrays," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 26, no. 4, pp. 78–87, 2023, doi: <https://doi.org/10.18469/1810-3189.2023.26.4.78-87>. (In Russ.)
5. 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'*: sb. tr. XXV Mezhd. nauch.-tekhn. konf., posvyashchennoy 160-letiyu so dnya rozhdeniya A.S. Popova, vol. 4, pp. 242–248, 2023. (In Russ.)
6. F. Urimubenshi et al., "A novel approach for low mutual coupling and ultra-compact two port MIMO antenna development for UWB wireless application," *Heliyon*, vol. 8, no. 3, pp. 1–13, 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09057>.
7. 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>.
8. O. V. Bazhanova et al., "Features of taking into account the effect of mutual influence of antenna elements in Massive-MIMO systems," *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'*: sb. tr. XXX Mezhd. nauch.-tekhn. konf., vol. 4, pp. 158–167, 2024. (In Russ.)
9. E. E. Tyrtysnikov, *Matrix Analysis and Linear Algebra*. Moscow: Fizmatlit, 2007. (In Russ.)
10. T. N. E. Greville, "Note on the generalized inverse of a matrix product," *SIAM Review*, vol. 8, no. 4, pp. 518–521, 1966, doi: <https://doi.org/10.1137/1008107>.

## Information about the Authors

**Anatoly M. Bobreshov**, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, consulting professor of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

*Research interests:* nonlinear phenomena in input solid state devices, automated measuring systems for scientific research, chaotic communication systems, ultra-wideband systems for location and communication.

*E-mail:* bobreshov@phys.vsu.ru

*ORCID:* <https://orcid.org/0000-0002-5429-3780>

*SPIN-code (eLibrary):* 9807-0208

*AuthorID (eLibrary):* 197589

**Alexander A. Kononov**, postgraduate student, teaching assistant 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>

*SPIN-code (eLibrary):* 5345-4535

*AuthorID (eLibrary):* 1263247

**Olga V. Neskorođova**, postgraduate 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:* neskorođova@phys.vsu.ru

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

*SPIN-code (eLibrary):* 6337-4390

*AuthorID (eLibrary):* 1218098

**Ksenia V. Smuseva**, postgraduate 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

**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