

Влияние кросс-поляризации двухполяризационных антенных элементов на эргодическую пропускную способность многоканальной системы

Е.В. Аверина¹, К.В. Смусева² , П.А. Токарев², Г.К. Усков² 

¹ АО «Концерн «Созвездие»
394018, Россия, г. Воронеж,
ул. Плехановская, 14

² Воронежский государственный университет
394018, Россия, г. Воронеж,
Университетская пл., 1

Аннотация – Обоснование. В качестве излучающих устройств для современных и перспективных систем радиосвязи используются антенные решетки на основе двухполяризационных элементов. Основным фактором, снижающим эффективность такого подхода, является наличие пространственной корреляции и кросс-поляризации между элементами в составе решетки. Данные эффекты могут приводить к значительному снижению пропускной способности системы связи. **Цель.** Вывести соотношения на основе модели Кронекера, позволяющие учитывать поляризационные свойства антенных элементов при расчете эргодической пропускной способности многоканальной системы связи. Исследовать влияние величины кросс-поляризационного параметра антенного элемента на пропускную способность. Оценить поляризационные характеристики синтезированных реальных антенных элементов различного типа и их влияние на величину пропускной способности. **Методы.** При выводе основных соотношений использованы методы статистической радиофизики и электромагнитного анализа канала распространения. При синтезе двухполяризационных антенных элементов использованы методы электродинамического анализа на базе уравнений Максвелла. **Результаты.** На основе анализа с помощью выведенных соотношений установлено, что влияние кросс-поляризационных свойств антенных элементов решетки на пропускную способность многоканальной системы связи становится значительным при уменьшении величины кросс-поляризационного параметра ниже 10 дБ. Показано, что синтезированные реальные антенные элементы различного типа обладают высокой развязкой по поляризации, что приведет к незначительному снижению пропускной способности системы. **Заключение.** Выведенные соотношения и разработанная методика дают возможность оценить изменение пропускной способности системы связи при учете кросс-поляризационных свойств двухполяризационных элементов антенной решетки. Это позволит оптимальным образом подобрать излучающие элементы для заданной системы. При этом разработанные антенные элементы различного типа удовлетворяют наложенным ограничениям по кросс-поляризации.

Ключевые слова – кросс-поляризация; антенные решетки; кросс-диполи; патч-антенны; эргодическая пропускная способность.

Введение

Современные многоканальные радиосредства сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона в качестве приемо-передающих устройств все чаще используют антенные решетки. Для систем беспроводной связи с целью повышения пропускной способности без увеличения апертуры решетки в последнее время применяют двухполяризационные излучающие элементы (кросс-диполи, патчи и т. д.).

При этом зачастую уменьшают расстояние между антенными элементами, что приводит к проявлению эффекта взаимного влияния. В работе [1] выведены соотношения, показывающие, насколько диаграмма направленности (ДН) изолированного антенного элемента будет отличаться от ДН того же элемента в составе антенной решетки

(парциальной диаграммы направленности). В [2] показано, что взаимное влияние может занижать уровень пропускной способности системы.

Однако кроме искажения диаграммы направленности из-за взаимного расположения элементов основным фактором, снижающим эффективность системы связи, является наличие пространственной корреляции и кросс-поляризации между элементами в составе решетки [3]. Уровень пространственной корреляции зависит в основном от канала распространения, в то время как кросс-поляризация является характеристикой антенной системы и зависит от ее конструкции.

Таким образом, целью работы стали разработка методики учета поляризационных свойств антенных элементов при расчете эргодической пропускной способности многоканальной системы

и исследование влияния поляризационных параметров реальных элементов на пропускную способность различных каналов связи.

1. Эргодическая пропускная способность системы massive MIMO

Эргодическая пропускная способность системы massive MIMO определяется соотношением [4]:

$$C = \frac{1}{K} E \left[\log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{P}{N\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right],$$

где $E[\dots]$ – знак усреднения; P – суммарная передаваемая мощность; K – количество пользователей с одной антенной; N – количество элементов антенной решетки; σ^2 – дисперсия шума; $\mathbf{H}$ – канальная матрица.

Для расчета канальной матрицы при проведении аналитических исследований часто используют модель Кронекера. Канальная матрица, исходя из модели Кронекера, может быть представлена следующим образом:

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_{rx}^{1/2} \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_{tx}^{1/2},$$

где $\mathbf{R}_{rx}$ и $\mathbf{R}_{tx}$ – матрицы взаимных корреляций антенных элементов на приемной и передающей сторонах соответственно, а элементы матрицы $\mathbf{H}_0$ – независимые нормально распределенные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. В основе модели Кронекера лежит предположение о независимости коэффициентов корреляции для двух антенных элементов на передаче или на приеме соответственно. Корреляция между пользователями, снабженными одной антенной, пренебрежимо мала, поэтому далее предполагается, что $\mathbf{R}_{rx} \equiv \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_{tx} \equiv \mathbf{R}$.

Воспользовавшись известными допущениями о свойствах канала и некоторых параметрах системы, в частности предположением, что на решетку воздействуют плоские волны, выражения для элементов введенной матрицы можно записать как функцию геометрических параметров решетки, комплексных диаграмм направленности излучающих элементов и вероятностного распределения углов прихода сигнала. Так, для плоской решетки будем иметь:

$$R_{mn} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} E_m(\theta, \varphi) E_n^*(\theta, \varphi) \times \\ \times \rho(\theta, \varphi) \cos(\theta) d\varphi d\theta.$$

Здесь R_{mn} – элемент матрицы $\mathbf{R}$; $E_m(\theta, \varphi)$, $E_n^*(\theta, \varphi)$ – комплексные диаграммы направленности m -го и n -го излучателей с учетом их расположения относительно фазового центра; $\rho(\theta, \varphi)$ – совместная плотность вероятности углов прихода сигнала по азимуту и углу места. Если считать решетку эквидистантной с расстоянием между элементами d_y , d_z по горизонтали и вертикали соответственно, плотности вероятности углов прихода по азимуту и углу места независимыми ($\rho(\theta, \varphi) = p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi)$), а диаграммы направленности каждого независимого излучателя равными $|E_m(\theta, \varphi)| = |E_n(\theta, \varphi)| = |E(\theta, \varphi)|$, то выражение для коэффициента корреляции между элементами с координатами (m, n) и (k, l) будет определяться соотношением

$$R(m, n, k, l) = \\ = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j2\pi((m-k)d_y \cos\theta \sin\varphi + \\ + (n-l)d_z \sin\theta)) p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi) \times \\ \times \cos\theta |E(\theta, \varphi)|^2 d\varphi d\theta. \quad (1)$$

2. Пространственная корреляция двухполяризационных элементов при наличии кросс-поляризации

Если антенные элементы решетки двухполяризационные, то в таком случае корреляционная матрица будет иметь блочную структуру:

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \mathbf{R}'_{vv} & \mathbf{R}'_{vh} \\ \mathbf{R}'_{hv} & \mathbf{R}'_{hh} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где через нижние индексы обозначена поляризация соответствующих элементов. В отсутствие кросс-поляризации между элементами матрица будет иметь вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{vv} & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{hh} \end{bmatrix},$$

где значения элементов матриц-блоков $\mathbf{R}_{vv}$, $\mathbf{R}_{hh}$ определяются выражением (1). Найдем значения элементов матриц-блоков из (2) через поляризационные свойства излучающих элементов с учетом наличия кросс-поляризации.

Кросс-поляризация между двумя различными портами двухполяризационного излучающего элемента обычно описывается параметром XPI , который определяется соотношением

$$XPI_v = \frac{E_{vv}(\theta, \varphi)}{E_{vh}(\theta, \varphi)}, \quad XPI_h = \frac{E_{hh}(\theta, \varphi)}{E_{hv}(\theta, \varphi)},$$

где E_{vv} , E_{vh} , E_{hh} , E_{hv} – со-поляризационная и кросс-поляризационная диаграммы направленности каждого порта соответственно. Из определения видно, что в общем случае параметры XPI_v , XPI_h являются функциями азимута и угла места, но при дальнейшем выводе мы опустим эту зависимость. Тогда для расчета кросс-поляризационной компоненты диаграммы направленности элемента можно воспользоваться соотношениями:

$$E_{vh} = \frac{E_{vv}}{XPI_v}, \quad E_{hv} = \frac{E_{hh}}{XPI_h}.$$

Сначала найдем нормировочные множители для каждого порта, удовлетворяющие условию сохранения излучаемой мощности:

$$\begin{aligned} E_v^2 &= E_{vh}^2 (1 + XPI_v^2) \rightarrow \\ \rightarrow E_{vh} &= \frac{E_v}{\sqrt{1 + XPI_v^2}}, \quad E_{vv} = \frac{|XPI_v| E_v}{\sqrt{1 + XPI_v^2}}; \\ E_h^2 &= E_{hv}^2 (1 + XPI_h^2) \rightarrow \\ \rightarrow E_{hv} &= \frac{E_h}{\sqrt{1 + XPI_h^2}}, \quad E_{hh} = \frac{|XPI_h| E_h}{\sqrt{1 + XPI_h^2}}. \end{aligned}$$

Здесь E_v , E_h – диаграмма направленности одно-поляризационного элемента.

Напряженность поля каждой компоненты с учетом эффекта кросс-поляризации:

$$\begin{aligned} E'_v &= E_{vv} + E_{hv} = \frac{E_v |XPI_v|}{\sqrt{1 + XPI_v^2}} + \frac{E_h}{\sqrt{1 + XPI_h^2}}, \\ E'_h &= E_{hh} + E_{vh} = \frac{E_h |XPI_h|}{\sqrt{1 + XPI_h^2}} + \frac{E_v}{\sqrt{1 + XPI_v^2}}, \\ E'_v E_h^* &= \left(\frac{E_v |XPI_v|}{\sqrt{1 + XPI_v^2}} + \frac{E_h}{\sqrt{1 + XPI_h^2}} \right) \times \\ &\times \left(\frac{E_h^* |XPI_h|}{\sqrt{1 + XPI_h^2}} + \frac{E_v^*}{\sqrt{1 + XPI_v^2}} \right) = \\ &= \frac{E_v^2 |XPI_v|}{1 + XPI_v^2} + \frac{E_h^2 |XPI_h|}{1 + XPI_h^2}, \\ E'_v E_v^* &= \left(\frac{E_v |XPI_v|}{\sqrt{1 + XPI_v^2}} + \frac{E_h}{\sqrt{1 + XPI_h^2}} \right)^2 = \\ &= \frac{E_v^2 XPI_v^2}{1 + XPI_v^2} + \frac{E_h^2}{1 + XPI_h^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} E'_h E_h^* &= \left(\frac{E_h |XPI_h|}{\sqrt{1 + XPI_h^2}} + \frac{E_v}{\sqrt{1 + XPI_v^2}} \right)^2 = \\ &= \frac{E_h^2 XPI_h^2}{1 + XPI_h^2} + \frac{E_v^2}{1 + XPI_v^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

При выводе мы воспользовались условием $E_v E_h^* = E_h E_v^* = 0$.

Тогда коэффициенты корреляционных матриц-подблоков (2) будут иметь вид

$$\begin{aligned} R'_{vv}(m, n, k, l) &= \\ &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j2\pi((m-k)d_y \cos\theta) \sin\varphi + \\ &+ (n-l)d_z \sin\theta)) p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi) \cos\theta \times \\ &\times |E'_v(\theta, \varphi)|^2 d\varphi d\theta = \\ &= \frac{XPI_v^2}{1 + XPI_v^2} R_{vv} + \frac{1}{1 + XPI_h^2} R_{hh}; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} R'_{hh}(m, n, k, l) &= \\ &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j2\pi((m-k)d_y \cos\theta) \sin\varphi + \\ &+ (n-l)d_z \sin\theta)) p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi) \cos\theta \times \\ &\times |E'_h(\theta, \varphi)|^2 d\varphi d\theta = \\ &= \frac{XPI_h^2}{1 + XPI_h^2} R_{hh} + \frac{1}{1 + XPI_v^2} R_{vv}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} R'_{vh}(m, n, k, l) &= R'_{hv}(m, n, k, l) = \\ &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j2\pi((m-k)d_y \cos\theta) \sin\varphi + \\ &+ (n-l)d_z \sin\theta)) p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi) \cos\theta \times \\ &\times E'_v(\theta, \varphi) E_h^*(\theta, \varphi) d\varphi d\theta = \\ &= \frac{|XPI_v|}{1 + XPI_v^2} R_{vv} + \frac{|XPI_h|}{1 + XPI_h^2} R_{hh}. \end{aligned} \quad (8)$$

Если допустить, что $XPI_v = XPI_h = XPI = \text{const}$, $\mathbf{R}_{vv} = \mathbf{R}_{hh}$, то для выражения (2) получим:

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{vv} & \frac{2XPI}{1 + XPI^2} \mathbf{R}_{vv} \\ \frac{2XPI}{1 + XPI^2} \mathbf{R}_{vv} & \mathbf{R}_{vv} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Итак, для расчета матрицы пространственной корреляции двухполяризационной антенной решетки с учетом кросс-поляризации необходимо иметь со-поляризационные диаграммы направ-

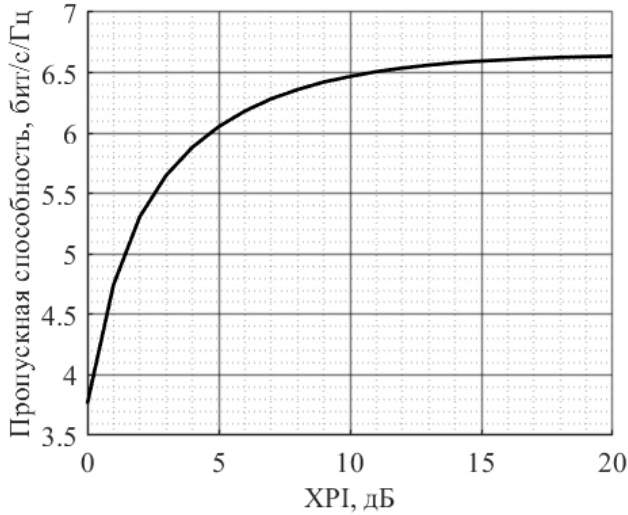


Рис. 1. Зависимость эргодической пропускной способности от уровня кросс-поляризации

Fig. 1. Dependence of ergodic capacity on the level of cross-polarization

ленности и значения XPI_v , XPI_h . Если эти значения являются функциями углов, то при расчетах необходимо использовать соотношения (3)–(5). Если эти значения – постоянные величины, то можно воспользоваться соотношениями (6)–(8). И наконец, при равенстве со- и кросс-поляризационных свойств портов различной поляризации для расчетов применяется соотношение (9).

Из соотношения (9) видно, что если кросс-поляризация у двухполяризационного элемента незначительная ($XPI \rightarrow \infty$), то пространственная корреляция между элементами разной поляризации стремится к нулю. При наличии кросс-поляризации из-за увеличения пространственной корреляции уменьшается число степеней свободы системы, что приведет к уменьшению ее разрешающей способности.

Воспользовавшись выведенными соотношениями и моделью Кронекера, методом Монте-Карло были рассчитаны зависимость пропускной способности для плоской антенной решетки размером 4×8 с расстояниями между элементами $d_y = 0,5\lambda$, $d_z = 2\lambda$ от величины кросс-поляризации XPI . В качестве антенного элемента использовался идеальный двухполяризационный патч с поворотом плоскости поляризации $\pm 45^\circ$. Вероятностное распределение углов прихода по углу места описывалось законом Лапласа, по азимуту – законом фон Мизеса. При расчете использовались допущения для выражения (9). На рис. 1 представлена полученная зависимость. Видно, что уменьшение XPI менее 10 дБ приводит к снижению пропускной способности системы.

3. Моделирование с реальными излучающими элементами

Для оценки величины кросс-поляризационного параметра XPI реальных антенных элементов и его влияния на пропускную способность в среде CST Studio Suite были синтезированы модели двухполяризационного двухпортового stacked патч-элемента [2] и кросс-дипольного элемента с поляризациями $\pm 45^\circ$.

Полученные с помощью электродинамического моделирования путем решения системы уравнений Максвелла (метод моментов) диаграммы направленности со-поляризационная и кросс-поляризационная для каждого порта представлены на рис. 2.

Видно, что со-поляризационные диаграммы каждого элемента совпадают между собой в направлении основного излучения. Поэтому можно считать $E_{vv} = E_{hh} = E(\theta, \varphi)$.

На основе полученных диаграмм направленности порта каждой поляризации были рассчитаны угловые зависимости XPI_v , XPI_h для кросс-дипольной и патч-антенны (рис. 3).

Из рис. 3 видно, что зависимости для XPI_v и XPI_h с графической точностью совпадают как для патч-элемента, так и для кросс-дипольного элемента. Незначительно отличие в видах XPI_v и XPI_h для кросс-дипольного элемента можно объяснить несимметричностью его системы запитки.

Таким образом, можно считать, $XPI_v = XPI_h = XPI(\theta, \varphi)$. И наконец, XPI сложным образом зависят от θ , φ . Исходя из этого, соотношения для расчета элементов матрицы пространственной корреляции будут иметь вид

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}'_{vv} &= \mathbf{R}'_{hh} = \mathbf{R}_{vv}, \\
 R'_{vh}(m, n, k, l) &= R'_{hv}(m, n, k, l) = \\
 &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j2\pi((m-k)d_y \cos \theta) \sin \varphi + \\
 &+ (n-l)d_z \sin \theta)) p_\theta(\theta) p_\varphi(\varphi) \cos \theta \times \\
 &\times E^2(\theta, \varphi) \frac{2 \times |XPI(\theta, \varphi)|}{1 + XPI^2(\theta, \varphi)} d\varphi d\theta.
 \end{aligned}$$

Используя данные соотношения и имеющиеся требуемые зависимости для реальных антенных элементов – кросс-диполя и патча, было рассчитано изменение пропускной способности рассмотренной выше антенной решетки при учете наличия кросс-поляризации. Результаты для обоих типов элементов представлены в таблице.

Полученные результаты показывают, что синтезированные излучающие элементы имеют хорошую

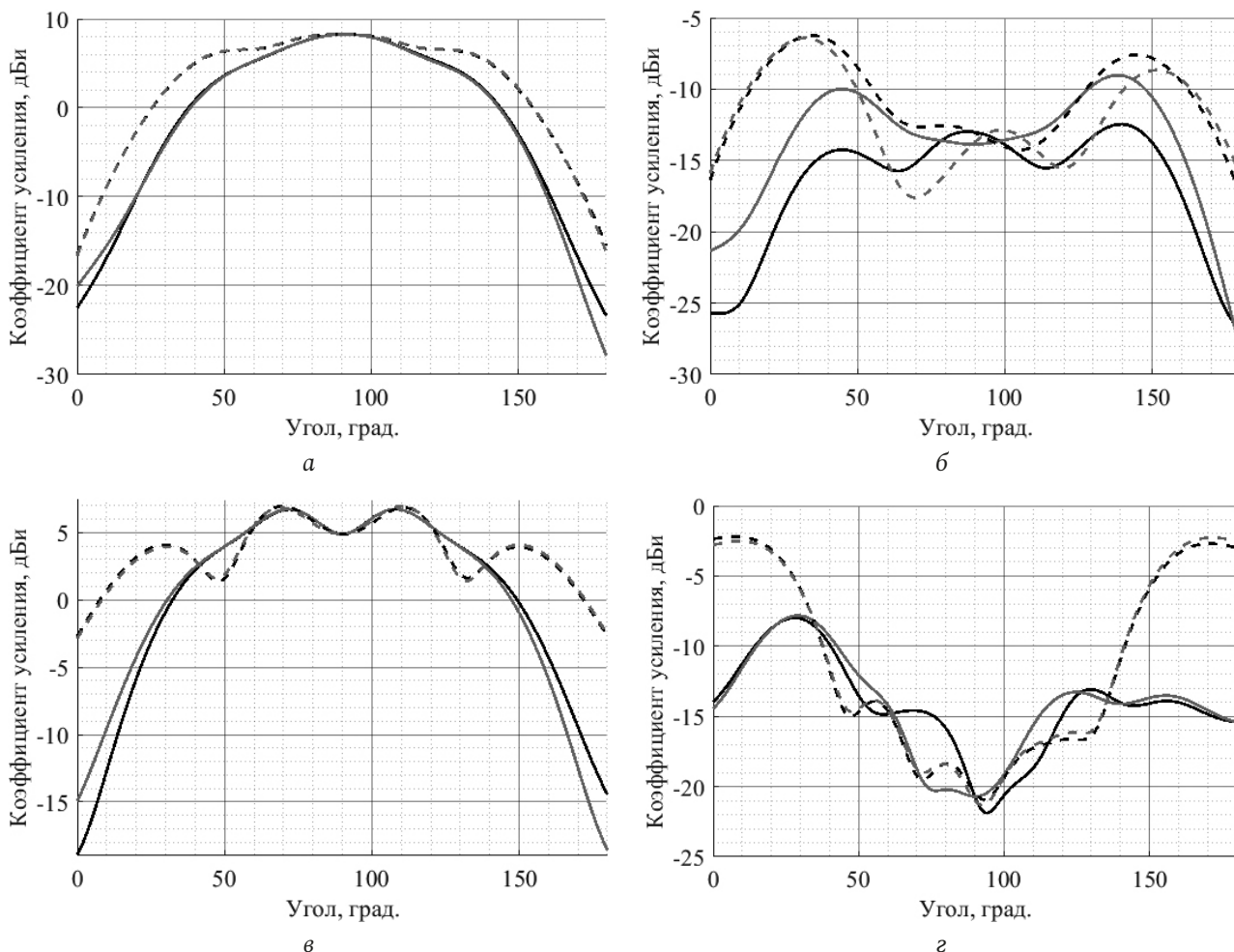


Рис. 2. Диаграммы направленности кросс-дипольного (а – со-поляризационная, б – кросс-поляризационная компоненты) и stacked-патч элементов (в – со-поляризационная, г – кросс-поляризационная компоненты) для первого (черная линия) и второго (серая линия) порта. Пунктирной линией обозначены срезы вдоль направления поляризации порта, сплошной – перпендикулярно

Fig. 2. Antenna patterns of cross-dipole (a – co-polarization, б – cross-polarization components) and stacked-patch elements (в – co-polarization, г – cross-polarization components) for the first (black line) and the second (grey line) port. Dotted line indicates slices along the direction of port polarization, solid line – perpendicular

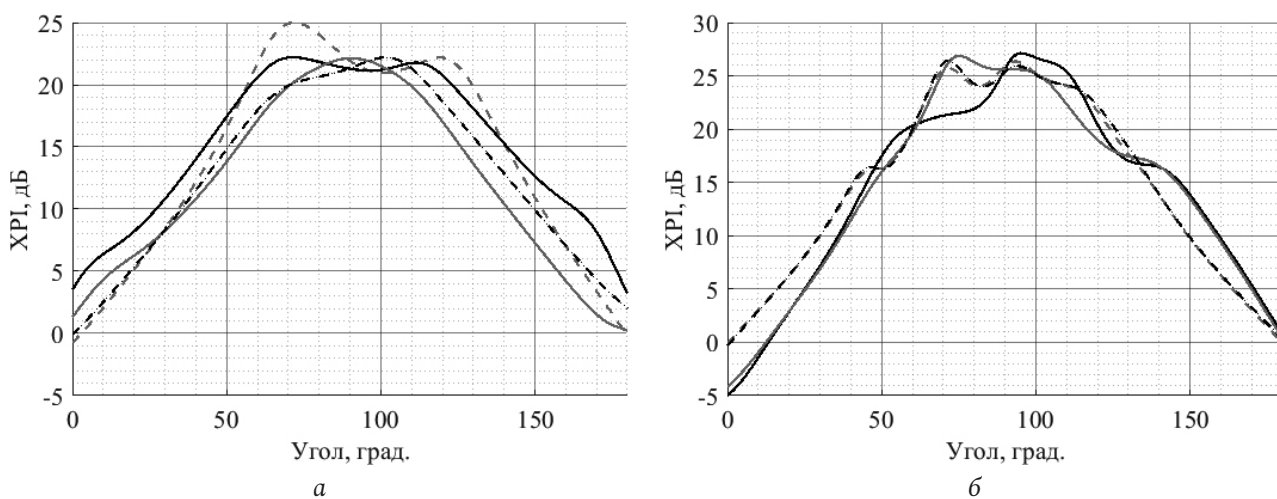


Рис. 3. Диаграммы XPI кросс-дипольного (а) и stacked патч-элементов (б) для первого (черная линия (XPI_h)) и второго (серая линия (XPI_v)) порта. Пунктирной линией обозначены срезы вдоль направления поляризации порта, сплошной – перпендикулярно

Fig. 3. XPI patterns of cross-dipole (а) and stacked patch elements (б) for the first (black line (XPI_h)) and the second (grey line (XPI_v)) port. Dotted line indicates slices along the direction of port polarization, solid line – perpendicular

Таблица. Эргодическая пропускная способность антенной решетки с реальными антенными элементами
 Table. Ergodic capacity of an antenna array with real antenna elements

Элементы	C без учета кросс-поляризации, Бит/с/Гц	C с учетом кросс-поляризации, Бит/с/Гц	ΔC , %
Кросс-диполь	6,884	6,869	1
Патч	6,641	6,616	1

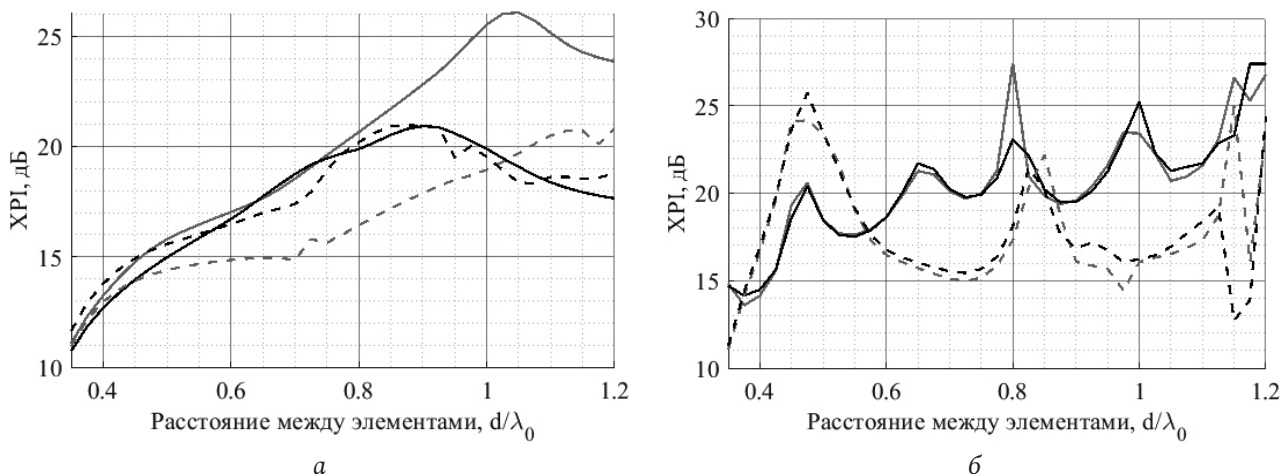


Рис. 4. Среднее значение XPI двоянного кросс-дипольного (а) и stacked патч-элементов (б) для первого (черная линия (XPI_h)) и второго (серая линия (XPI_v)) порта. Пунктирной линией обозначены срезы вдоль направления поляризации порта, сплошной – перпендикулярно

Fig. 4. Average XPI value of dual cross-dipole (a) and stacked patch elements (b) for the first (black line (XPI_h)) and the second (grey line (XPI_v)) port. The dotted line indicates slices along the polarization direction of the port, the solid line - perpendicularly

развязку по поляризации, которая приведет лишь к незначительному уменьшению пропускной способности системы massive MIMO.

Как показано в работе [2], оптимальные параметры диаграммы направленности антенного элемента в составе решетки, обеспечивающие максимальную пропускную способность, невозможно достичь одиночным антенным элементом. Для уменьшения ширины диаграммы направленности по углу места часто сдвигают (или страивают) антенные элементы. В работе [2] приведены зависимости эргодической пропускной способности от расстояния между сдвоенными элементами.

Для оценки вклада в данные зависимости эффекта кросс-поляризации были синтезированы аналогичные сдвоенные патч- и кросс-дипольные элементы и рассчитан их коэффициент кросс-поляризации.

На рис. 4 приведены усредненные (в диапазоне $\pm 40^\circ$ от направления главного излучения) значения XPI_v и XPI_h в зависимости от расстояния между элементами.

Из рисунков видно, во-первых, что при сдвигании патч-элементов зависимости остаются одинаковыми до расстояния между элементами около $0,75\lambda_0$, далее проявляются незначительные отклонения, связанные с появлением боковых ле-

пестков. При этом для кросс-дипольных элементов при расстоянии больше $0,75\lambda_0$ зависимости хотя и имеют схожий характер, но значительно отличаются по величине.

Несмотря на несимметричность XPI_v и XPI_h , их значения как для сдвоенных кросс-диполей, так и для патч-антенн превышают 12 дБ, что, как было показано ранее, не вносит потерь в величину пропускной способности канала.

Заключение

Выведенные соотношения и разработанная методика дают возможность оценить изменение пропускной способности системы связи при учете кросс-поляризационных свойств двухполяризационных элементов антенной решетки. Это позволит оптимальным образом подобрать излучающие элементы для заданной системы. На основе анализа с помощью выведенных соотношений установлено, что влияние кросс-поляризационных свойств антенных элементов решетки на пропускную способность многоканальной системы связи становится значительным при уменьшении величины кросс-поляризационного параметра ниже 10 дБ. Показано, что синтезированные реальные антенные элементы различного типа обладают

высокой развязкой по поляризации, что приведет к незначительному снижению пропускной способности системы. Это позволяет их использовать в качестве излучателей для многоканальных систем связи 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. Исследование коэффициентов взаимного влияния в двухполяризационных 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>
2. Аверина Л.И., Смуева К.В., Усков Г.К. Проектирование антенных решеток для систем massive MIMO СВЧ-диапазона // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2024. Т. 7, № 3. С. 485–500. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=68637757>
3. Cheng X., He Y., Guizani M. 3-D Geometrical model for multi-polarized MIMO systems // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 11974–11984. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2715280>
4. Oliveri G., Gottardi G., Massa A. A new meta-paradigm for the synthesis of antenna arrays for future wireless communications // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019. Vol. 67, no. 6. P. 3774–3788. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2906433>

Информация об авторах

Аверина Екатерина Викторовна, старший конструктор АО «Концерн “Созвездие”», г. Воронеж, Россия.
Область научных интересов: цифровые антенные решетки, адаптивное диаграммообразование, отказоустойчивость многоканальной системы.

E-mail: fairy_asol@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 3324-9686

AuthorID (eLibrary): 1251086

Смуева 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

Токарев Павел Андреевич, аспирант кафедры электроники физического факультета Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: гибридное диаграммообразование, технология Massive MIMO, миллиметровые волны, многопользовательские системы связи, цифровые антенные решетки, алгоритмы прекодирования.

E-mail: tokarevpavel1996@mail.ru

SPIN-код (eLibrary): 2598-7927

AuthorID (eLibrary): 1240826

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

2024, vol. 27, no. 4, pp. 59–67

Influence of crosspolarization of dual-polarized antenna elements on the ergodic capacity of a multichannel system

Ekaterina V. Averina¹, Ksenia V. Smuseva² , Pavel A. Tokarev², Grigory K. Uskov² 

¹ JSC «Concern “Sozvezdie”»
14, Plekhanovskaya Street,
Voronezh, 394018, Russia

² Voronezh State University
1, Universitetskaya Square,
Voronezh, 394018, Russia

Abstract – Background. Antenna arrays based on dual-polarization elements are used as radiating devices for modern and perspective radio communication systems. The main factor reducing the effectiveness of this approach is the presence of spatial correlation and cross-polarization between elements in the array. These effects can lead to a significant reduction in communication system capacity. **Aim.** Derive relationships based on the Kronecker model that allow to take into account the polarization properties of antenna elements when calculating the ergodic capacity of a multi-channel communication system. Investigate the influence of the cross-polarization parameter of the antenna element on the capacity. Assess the polarization characteristics of synthesized real antenna elements of various types and their impact on the capacity value. **Methods.** When deriving the basic relationships, methods of statistical radiophysics and electromagnetic analysis of the propagation channel were used. When synthesizing dual-polarization antenna elements, electrodynamic analysis methods based on Maxwell's equations were used. **Results.** Based on the analysis using the derived relationships, it was established that the influence of the cross-polarization properties of the array antenna elements on the capacity of a multi-channel communication system becomes significant when the value of the cross-polarization parameters decreases below 10 dB. It is shown that synthesized real antenna elements of various types have high polarization isolation, which will lead to a slight decrease in the system capacity. **Conclusion.** The derived relationships and the developed methodology make it possible to estimate the change in the capacity of the communication system when taking into account the cross-polarization properties of the dual-polarization elements of the antenna array. This will allow to optimally select radiating elements for a given system. At the same time, the developed antenna elements of various types satisfy the imposed cross-polarization restrictions.

Keywords – cross-polarization; antenna arrays; cross-dipoles; patch antennas; ergodic capacity.

✉ smusevaz@gmail.com (Ksenia V. Smuseva)

 © Ekaterina V. Averina et al., 2024

References

1. 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.)
2. L. I. Averina, K. V. Smuseva, and G. K. Uskov, “Design of antenna arrays for massive MIMO systems in the microwave range,” *Infokommunikatsionnye i radioelektronnye tekhnologii*, vol. 7, no. 3, pp. 485–500, 2024, url: <https://elibrary.ru/item.asp?id=68637757>. (In Russ.)
3. X. Cheng, Y. He, and M. Guizani, “3-D Geometrical model for multi-polarized MIMO systems,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 11974–11984, 2017, doi: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2715280>.
4. G. Oliveri, G. Gottardi, and A. Massa, “A new meta-paradigm for the synthesis of antenna arrays for future wireless communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 6, pp. 3774–3788, 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2906433>.

Information about the Authors

Ekaterina V. Averina, senior designer of JSC «Concern “Sozvezdie”», Voronezh, Russia.

Research interests: digital antenna arrays, adaptive beamforming, fault tolerance of a multi-channel system.

E-mail: fairy_asol@mail.ru

SPIN-code (eLibrary): 3324-9686

AuthorID (eLibrary): 1251086

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

Pavel A. Tokarev, graduate student of the Department of Electronics, Faculty of Physics, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: hybrid beamforming, Massive MIMO technology, millimeter waves, multi-user communication systems, digital antenna arrays, precoding algorithms.

E-mail: tokarevpavel1996@mail.ru
SPIN-code (eLibrary): 2598-7927
AuthorID (eLibrary): 1240826

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

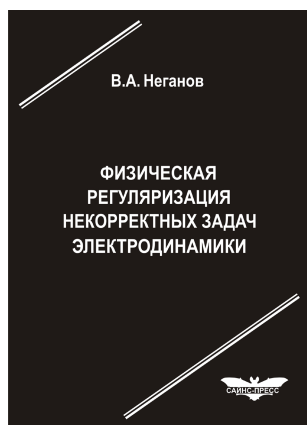
Research interests: nonlinear phenomena in amplification stages, generation of ultrashort pulses, ultra-wideband communication and radar systems, antennas and antenna arrays for communication systems.

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

Неганов, В.А.

Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн / В.А. Неганов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 432 с., 122 ил.



ISBN 978-5-88070-161-2

УДК 537.87
ББК 32.84
Н 41

Изложены основы физической регуляризации некорректных задач электродинамики, связанной с особенностями физических и математических моделей задач (физические допущения, некорректные математические выкладки, отсутствие предельного перехода). Подход, по мнению автора, обладает большими возможностями, чем метод регуляризации Тихонова А.Н. интегральных уравнений Фредгольма первого рода, названный в книге методом математической регуляризации. Метод физической регуляризации (МФР) применен к анализу волноведущих и излучающих структур, а также задачам дифракции электромагнитных волн на некоторых телах. МФР позволил впервые корректно осуществить анализ полей в ближних зонах некоторых антенн, устранить несамосогласованное приближение Кирхгофа в задачах дифракции, установить связь поверхностной плотности тока проводимости с напряженностями электрического и магнитного полей для диполя Герца и т. п.

Для специалистов в области радиотехники и радиофизики СВЧ, электромагнитной совместимости РТС, математической теории дифракции и математического моделирования электродинамических структур самого широкого назначения. Может быть полезна преподавателям вузов, докторантам, аспирантам и студентам старших курсов соответствующих специальностей.