

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.11.17>

УДК: 621.396.67

ФОКУСИРОВКА ИЗЛУЧЕНИЯ СЕТЕЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ЗАДАННЫХ ТОЧКАХ ПРОСТРАНСТВА

Д.А. Юзвик, М.А. Степанов

Новосибирский государственный технический университет
630073, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20

Статья поступила в редакцию 23 августа 2022 г.

Аннотация. В статье описывается проблема пространственной селекции устройств, работающих в одном частотном диапазоне. Рассматривается возможность фокусировки электромагнитных полей в нескольких заданных областях пространства. Предложенный способ фокусировки электромагнитного поля может быть дополнительным способом селекции устройств, которые работают в одном частотном диапазоне. Рассматриваемая система, состоящая из пространства, излучающих антенн и точек фокусировки представляется в виде абстрактного многополюсника с числом входов, равного количеству излучающих антенн и с множеством выходов, равному количеству точек фокусировки. Введена система координат, позволяющая рассчитать расстояния между точками излучения и фокусировки. Описан метод вычисления комплексных коэффициентов передачи между точками излучения и точками приема. Получено аналитическое выражение, являющееся системой линейных алгебраических уравнений, позволяющее рассчитать необходимые амплитуды и фазы сигналов, подводимых к излучающим антеннам. Представлена модель в системе автоматизированного проектирования, содержащая 56 излучающих антенн. Было задано 9 точек фокусировки, в 4 из которых должны быть максимумы электромагнитного поля. Моделирование подтвердило

теоретические расчеты. Рассмотрен способ оптимизации расчетов начальных амплитуд и фаз, путем исключения элементов характеристической матрицы. Это позволило сократить количество элементов в характеристической матрице.

Ключевые слова: электромагнитные поля, фокусировка, антенные решетки, телекоммуникации, пространственная селекция, оптимизация расчетов, характеристическая матрица.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке в рамках реализации программы развития НГТУ, научный проект №С22-25.

Автор для переписки: Юзвик Денис Андреевич, zetanicestar@gmail.com

Введение

В современном мире с растущей экономикой происходит цифровизация многих сфер общественной жизни. Количество абонентов беспроводных телекоммуникационных сетей велико и стремительно растет. К ним относятся смартфоны, телевизоры, персональные компьютеры, устройства интернета вещей и др. Число таких абонентов будет неуклонно расти. Таким образом формируется плотная среда с большим количеством конкурирующих устройств. Следствием этого является возрастание плотности сетей систем передачи данных. Устройства, функционирующие в одном частотном диапазоне, создают помехи друг другу. Помехи снижают пропускную способность канала передачи данных [1]. Возможности по частотной и временной селекции, разделению их по каналам передачи данных в настоящее время близки к своему исчерпанию [2]. Вместе с тем устройства-абоненты беспроводных сетей, как правило, пространственно разнесены. Это открывает дополнительные пути по их пространственной селекции. В простейшем случае, формируя максимум диаграммы направленности антенны базовой станции в направлении абонента, можно существенно увеличить уровень сигнала и пропускную способность канала, не создавая помехи окружающим устройствам. Однако в этом случае высокий уровень полезного сигнала формируется в определенном направлении.

Селекция нескольких абонентских устройств, располагающихся в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны точки доступа невозможна.

Вместе с тем, известны способы фокусирования антенных решеток на конечное расстояние [3]. При этом, как правило, рассматривают одну точку фокусировки, в которой сохраняется диаграмма направленности антенны и не ставят задачу формирования заданного распределения напряженности электромагнитного поля в пространстве. Цель настоящей работы: обосновать возможность формирования заданного распределения напряженности электрического поля в пространстве для сетей беспроводной передачи данных.

1. Математическая модель

Рассмотрим прямоугольное помещение, на стенах которого расположены излучающие антенны. На рисунке 1 представлен пример рассматриваемого помещения с антеннами, вид сверху. В помещении, показанном на рисунке 1, имеется N – точек передачи (излучающие антенны), расположенных эквидистантно по периметру помещения, M – точек приема (приемные антенны абонентских устройств сети беспроводной передачи данных), расположенных в пределах помещения. Начало правой декартовой прямоугольной системы координат расположим в центре помещения. Оси координат oX и oY ориентируем параллельно стенам помещения. Ось oZ направлена вверх.

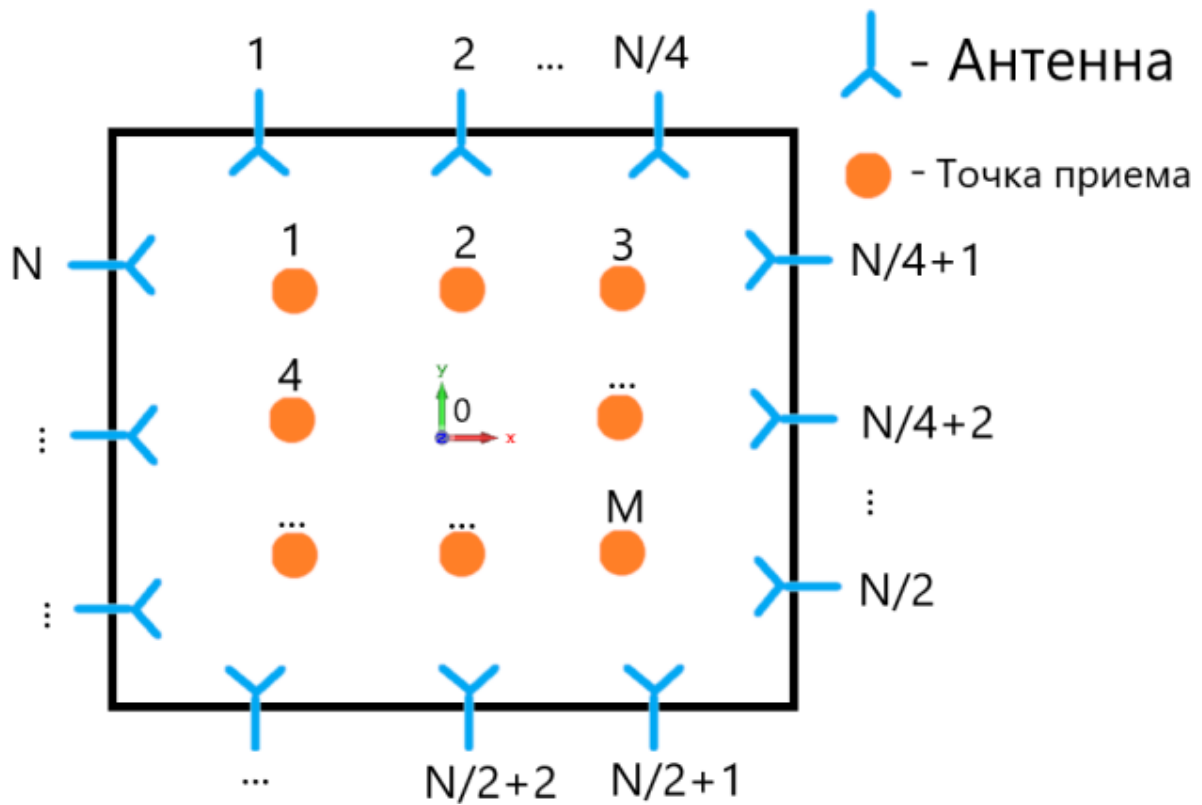


Рис. 1. Рассматриваемая конфигурация антенн в помещении

Предположим, что, управляя амплитудами и фазами сигналов, подводимыми к антеннам, расположенным по периметру помещения, можно задавать зоны максимумов и минимумов электромагнитного поля. Обозначим комплексные амплитуды излучаемых сигналов:

$$\dot{a}_n = a_n \cdot e^{j\phi_n}, \quad (1)$$

где: a_n – амплитуда сигнала, излучаемого из n -той точки; ϕ_n – начальная фаза сигнала, излучаемого из n -той точки; j – мнимая единица.

Комплексная амплитуда сигнала в точках приема:

$$\dot{b}_m = b_m \cdot e^{j\psi_m}, \quad (2)$$

где: b_m – амплитуда сигнала в m -той точке; ψ_m – фаза сигнала в m -той точке.

Совокупность комплексных амплитуд излучаемых и принимаемых в точках фокусировки образуют вектор излучаемых сигналов $[\dot{A}]$ и вектор принимаемых сигналов $[\dot{B}]$ соответственно.

Помещение, показанное на рисунке 1, можно представить в виде абстрактного многополюсника СВЧ с $N + M$ входами. При этом точкам, из

которых излучаются электромагнитные волны (антенны по периметру помещения на рис. 1), соответствуют входы многополюсника с номерами 1 по N . Точки приема соответствуют входам многополюсника с номерами от $N+1$ по $N+M$. Схематичное представление системы в виде абстрактного многополюсника показано на рисунке 2. Фактически, введенный абстрактный многополюсник характеризует среду распространения электромагнитных волн в рассматриваемом помещении.

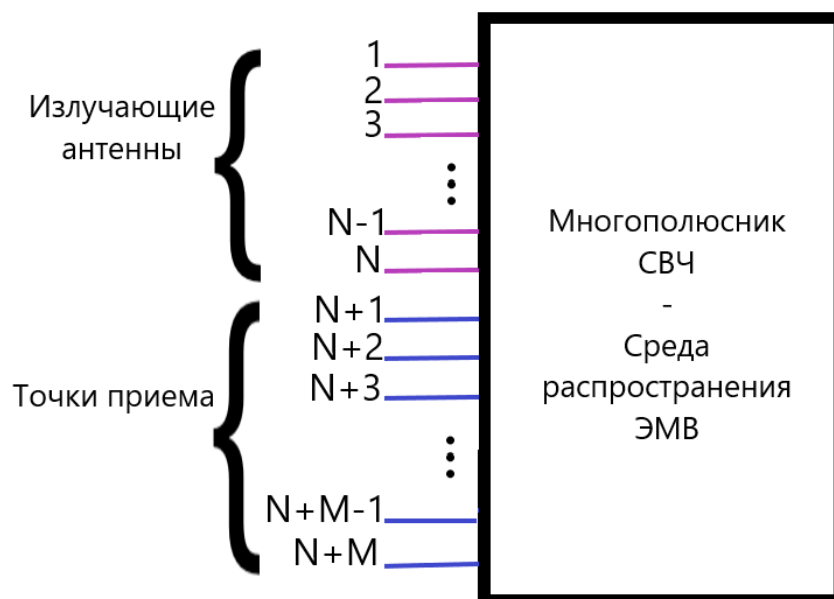


Рис. 2. Схематичное представление антенной системы в виде абстрактного многополюсника

Такой подход позволяет задачу определения параметров излучаемых сигналов, обеспечивающих фокусировку излучения беспроводных сетей передачи данных в заданных точках помещения, рассматривать как задачу определения входных сигналов многополюсника при заданных его выходных сигналах. С учетом линейности среды распространения запишем характеристическое уравнение многополюсника на основе матрицы рассеяния [4,5]:

$$[\dot{Y}] = [\dot{S}] \cdot [\dot{X}], \quad (3)$$

где: $[\dot{Y}]$ – вектор-столбец, составленный из комплексных амплитуд выходных электромагнитных волн многополюсника (вектор отраженных (рассеянных) электромагнитных волн) размерностью $[N+M$ строк; 1 столбцов];

$[\dot{X}]$ – вектор-столбец, составленный из комплексных амплитуд входных (излучаемых) электромагнитных волн (вектор падающих электромагнитных волн) размерностью $[N+M \text{ строк}; 1 \text{ столбцов}]$; $[\dot{S}]$ – характеристическая матрица многополюсника (матрица рассеяния) размерностью $[N+M \text{ строк}; N+M \text{ столбцов}]$.

Рассмотрим характеристическую матрицу и вектора падающих и рассеянных волн.

Вектор комплексных выходных сигналов $[\dot{Y}]$ определяет результирующую напряженность электромагнитного поля в каждой из рассматриваемых точек, показанных на рисунке 1. Первые N элементов вектора $[\dot{Y}]$ характеризуют результирующую напряженность поля в точках расположения излучателей. Так как фокусировать излучение требуется внутри помещения, а не на его стенах (см. рис. 1), можно наложить условие равенства нулю рассеянных волн в этих точках. Следующие M элементов – комплексные амплитуды напряженности электрического поля в точках приема. Их величины определяются требуемыми амплитудами и фазами напряженности поля в каждой из M приемных точек (\dot{b}_m). С учетом этого, вектор-столбец выходных электромагнитных волн будет иметь следующий вид:

$$[\dot{Y}] = [\dot{y}_1 = 0; \dots; \dot{y}_N = 0; \dot{y}_{N+1} = \dot{b}_1; \dots; \dot{y}_{N+M} = \dot{b}_M]^T. \quad (4)$$

Вектор-столбец излучаемых электромагнитных волн $[\dot{X}]$ так же составлен из двух частей. Элементы с 1 по N представляют собой комплексные амплитуды электромагнитных волн, падающих на соответствующие входы абстрактного многополюсника. Фактически, это комплексные амплитуды электромагнитных волн, излучаемых в помещение. Элементы с $N+1$ по $N+M$ являются комплексными амплитудами электромагнитных волн, излучаемых из точек приема. Очевидно, что они равны нулю. С учетом этого вектор-столбец комплексных амплитуд излучаемых электромагнитных волн имеет вид:

$$[\dot{X}] = [\dot{x}_1 = \dot{a}_1; \dots; \dot{x}_N = \dot{a}_N; \dot{x}_{N+1} = 0; \dots; \dot{x}_{N+M} = 0]^T. \quad (5)$$

Рассмотрим характеристическую матрицу $[\dot{S}]$ абстрактного многополюсника – матрицу рассеяния. В общем виде для многополюсника с $N + M$ входами ее можно записать:

$$[\dot{S}] = \begin{bmatrix} \dot{s}_{1,1} & \dots & \dot{s}_{1,N} & \dot{s}_{1,N+1} & \dots & \dot{s}_{1,N+M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N,1} & \dots & \dot{s}_{N,N} & \dot{s}_{N,N+1} & \dots & \dot{s}_{N,N+M} \\ \dot{s}_{N+1,1} & \dots & \dot{s}_{N+1,N} & \dot{s}_{N+1,N+1} & \dots & \dot{s}_{N+1,N+M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N+M,1} & \dots & \dot{s}_{N+M,N} & \dot{s}_{N+M,N+1} & \dots & \dot{s}_{N+M,N+M} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для матрицы рассеяния ее диагональные элементы определяют коэффициенты отражения от каждого из входов. Применительно к рассматриваемой задаче фокусировки излучения в заданных точках, диагональные элементы характеристической матрицы будут определяться качеством согласования антенны, расположенной в соответствующей номеру элемента точке излучения с питающим трактом.

Вне диагональные элементы характеристической матрицы являются комплексными коэффициентами передачи между соответствующими входами многополюсника. С учетом того, что абстрактный многополюсник представляет собой среду распространения электромагнитных волн между всеми точками рассматриваемой на рис. 1 конфигурации, можно записать выражение, определяющее вне диагональные элементы характеристической матрицы (без учета переотражений электромагнитных волн внутри помещения):

$$\dot{s}_{i,k} = g_{i,k} \cdot g_{k,i} \cdot r_{i,k}^{-q} \cdot \exp(-j \cdot \beta \cdot r_{i,k}), \quad (7)$$

где $r_{i,k}$ – расстояние от точки, соответствующей i -тому входу многополюсника до точки, соответствующей k -тому входу многополюсника; $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ – коэффициент фазы; $g_{i,k}$ – элементы матрицы, содержащей коэффициенты усиления по полю антенны, установленной в точке, соответствующей входу k в направлении точки, соответствующей входу i ; множитель $r_{i,k}^{-q}$ определяет

уменьшение амплитуды напряженности электромагнитной волны при распространении от точки, соответствующей входу многополюсника i к точке, соответствующей входу многополюсника k . При фокусировке электромагнитного поля в ближней зоне $q = 2$, в дальней – $q = 1$.

С учетом введенной на рис. 1 системы координат, расстояние между каждой из рассматриваемых точек можно определить:

$$r_{i,k} = \sqrt{(x_i - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2 + (z_i - z_k)^2}, \quad (8)$$

где (x_i, y_i, z_i) – декартовы координаты i -той точки.

Таким образом, в выражении (3), связывающем входные и выходные воздействия, определен вектор комплексных амплитуд выходных электромагнитных волн $[\dot{Y}]$ и характеристическая матрица рассеяния $[\dot{S}]$. Искомым является вектор комплексных амплитуд излучаемых электромагнитных волн $[\dot{X}]$, при котором обеспечивается требуемое распределение напряженности электрического поля в пределах помещения. Выражение (3) является матричной формой записи системы линейных уравнений. Решая ее любым известным образом, можно определить вектор $[\dot{X}]$

2. Оптимизация расчета начальных амплитуд и фаз

Оперируя матрицами с большим количеством элементов, можно столкнуться с тем, что система не сможет в режиме реального времени менять распределение электромагнитного поля, либо требования к ее вычислительным ресурсам будут колоссальны.

2.1 Разбиение характеристической матрицы на подматрицы

Как было сказано в первом разделе статьи пространство помещения представляется в виде абстрактного многополюсника, его характеристическая матрица определяется выражением (6). Характеристическую матрицу абстрактного многополюсника можно разделить на четыре подматрицы:

$$[\dot{S}] = \begin{bmatrix} [\dot{S}_{TT}] & [\dot{S}_{TR}] \\ [\dot{S}_{RT}] & [\dot{S}_{RR}] \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $[\dot{S}_{TT}]$ – подматрица, определяющая коэффициенты передачи от одной точки излучения к другой точке излучения (подматрица взаимных коэффициентов передачи), размерностью $[N \text{ строк}; N \text{ столбцов}]$; $[\dot{S}_{TR}]$ – подматрица, определяющая коэффициенты передачи от точки приема к точке излучения (подматрица обратных коэффициентов передачи), размерностью $[N \text{ строк}; M \text{ столбцов}]$; $[\dot{S}_{RT}]$ – подматрица определяющая, коэффициенты передачи от точки излучения к точке приема (подматрица прямых коэффициентов передачи), размерностью $[M \text{ строк}; N \text{ столбцов}]$; $[\dot{S}_{RR}]$ – подматрица, определяющая коэффициенты передачи от точки приема к другой точке приема (подматрица взаимных коэффициентов передачи), размерностью $[M \text{ строк}; M \text{ столбцов}]$. Иллюстрация разбиения на подматрицы представлена на рисунке 3.

$$[\dot{S}] = \begin{bmatrix} \begin{matrix} [\dot{S}_{TT}] \\ \dot{s}_{1,1} & \dots & \dot{s}_{1,N} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N,1} & \dots & \dot{s}_{N,N} \end{matrix} & \begin{matrix} [\dot{S}_{TR}] \\ \dot{s}_{1,N+1} & \dots & \dot{s}_{1,N+M} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N,N+1} & \dots & \dot{s}_{N,N+M} \end{matrix} \\ \begin{matrix} [\dot{S}_{RT}] \\ \dot{s}_{N+1,1} & \dots & \dot{s}_{N+1,N} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N+M,1} & \dots & \dot{s}_{N+M,N} \end{matrix} & \begin{matrix} [\dot{S}_{RR}] \\ \dot{s}_{N+1,N+1} & \dots & \dot{s}_{N+1,N+M} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N+M,N+1} & \dots & \dot{s}_{N+M,N+M} \end{matrix} \end{bmatrix}$$

Рис. 3. Разбиение характеристической матрицы на подматрицы

Схематичное представление роли подматриц представлено на рисунке 4.

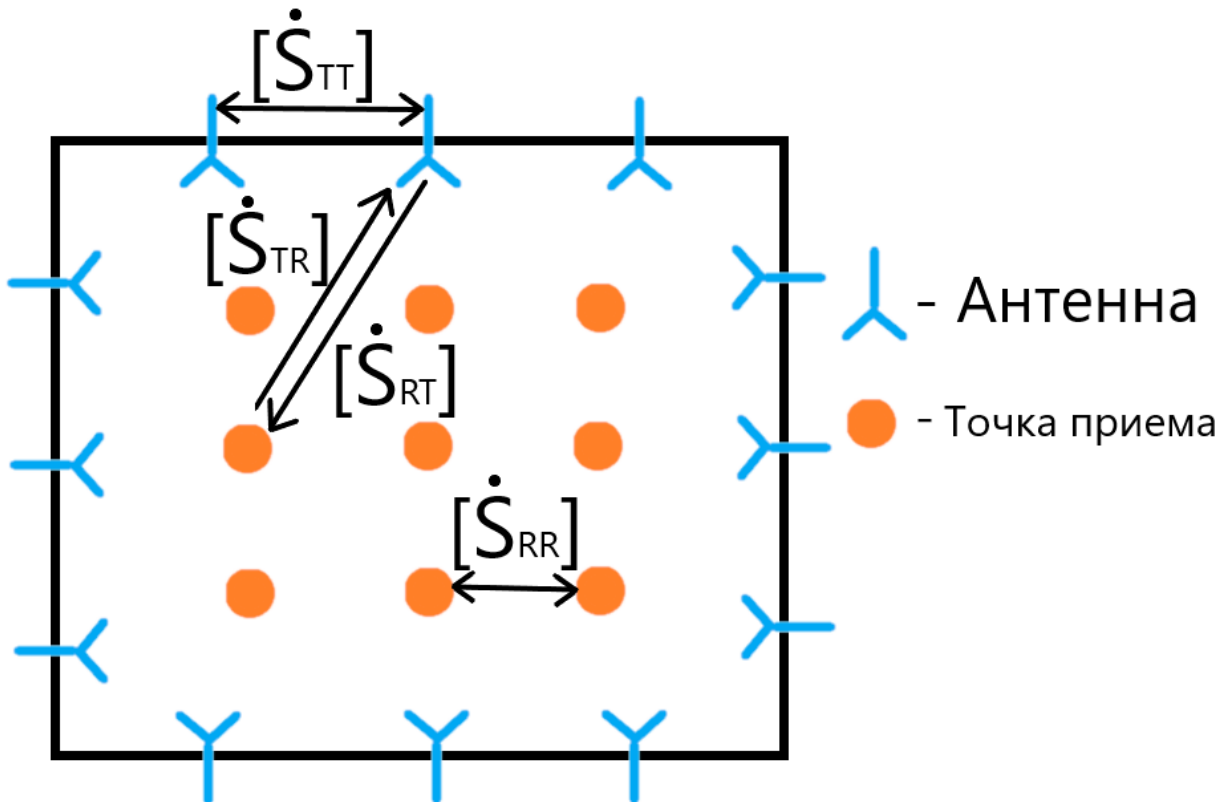


Рис. 4. Схематичное представление роли подматриц

Рассмотрим подматрицы. Для подматрицы $[\dot{S}_{TT}]$ диагональные элементы являются коэффициентами отражения от входа излучающей антенны. Недиagonальные элементы являются комплексными коэффициентами передачи между соответствующими передающими входами многополюсника (излучающими антеннами):

$$[\dot{S}_{TT}] = \begin{bmatrix} \dot{s}_{1,1} & \cdots & \dot{s}_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{s}_{N,1} & \cdots & \dot{s}_{N,N} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

Элементами подматрицы $[\dot{S}_{TR}]$ являются комплексные коэффициенты передачи от точек приема к точке излучения:

$$[\dot{S}_{TR}] = \begin{bmatrix} \dot{s}_{1,N+1} & \cdots & \dot{s}_{1,N+M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{s}_{N,N+1} & \cdots & \dot{s}_{N,N+M} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где: $\dot{s}_{N,N+M}$ – коэффициент передачи от точки приема с номером N+M к точке излучения с номером N. Подматрица $[\dot{S}_{TR}]$ состоит только из коэффициентов передачи.

Все элементы подматрицы $[\dot{S}_{RT}]$ являются коэффициентами передачи от точки передачи к точке приема:

$$[\dot{S}_{RT}] = \begin{bmatrix} \dot{s}_{N+1,1} & \cdots & \dot{s}_{N+1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{s}_{N+M,1} & \cdots & \dot{s}_{N+M,N} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $\dot{s}_{N+M,N}$ – коэффициент передачи от точки передачи N к точке приема N+M. Подматрица $[\dot{S}_{RT}]$ состоит только из коэффициентов передачи от точки передачи к точке приема.

Диагональные элементы подматрицы $[\dot{S}_{RR}]$ являются коэффициентами отражения от входа приемной антенны, внедиагональные – коэффициенты передачи от одной точки приема к другой точке приема:

$$[\dot{S}_{RR}] = \begin{bmatrix} \dot{s}_{N+1,N+1} & \cdots & \dot{s}_{N+1,N+M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{s}_{N+M,N+1} & \cdots & \dot{s}_{N+M,N+M} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $\dot{s}_{N+i,N+k}$ – коэффициент передачи от точки приема N+k к точке приема N+i.

Запишем выражение для вычисления k-того элемента вектор-столбца выходных (в точках приема) электромагнитных волн с использованием полной характеристической матрицы:

$$\dot{y}_k = \underbrace{\dot{s}_{k,1} \cdot \dot{x}_1 + \dot{s}_{k,2} \cdot \dot{x}_2 + \dots + \dot{s}_{k,N} \cdot \dot{x}_N}_{[\dot{S}_{TR}], k > N} + \underbrace{\dot{s}_{k,N+1} \cdot \dot{x}_{N+1} + \dot{s}_{k,N+2} \cdot \dot{x}_{N+2} + \dots + \dot{s}_{k,N+M} \cdot \dot{x}_{N+M}}_{[\dot{S}_{RR}], k > N} \quad (14)$$

Напомним:

- 1) Элементы вектор-столбца излучаемых электромагнитных волн $[\dot{X}]$ с 1 по N определяют комплексные амплитуды сигналов, подводимых к передающим антеннам. Элементы с N+1 до N+M соответствуют комплексным амплитудам излучаемых из точек приема. Очевидно, что точки приема ничего не излучают и элементы с N+1 до N+M равны нулю. $\dot{x}_j = 0, k \in [N + 1; N + M]$.
- 2) Элементы вектор-столбца выходных электромагнитных волн $[\dot{Y}]$ с 1 по N равны нулю, потому что в рамках рассматриваемой задачи требуется фокусировать электромагнитное поле внутри пространства помещения, а не на него стенах. Элементы с N+1 до N+M принимают значения от нуля до единицы. Их значение определяется требуемым распределением поля в помещении.

Основываясь на вышеизложенном и выражении (14), запишем влияние на вычисления каждой из четырех подматриц (9):

- Подматрица $[\dot{S}_{RR}]$, содержащая коэффициенты передачи от одной точки приема к другой точке приема, не влияет на итоговое амплитудно-фазовое распределение. Это объясняется тем, что точки приема не излучают сигнал. В выражении (14) элементы $\dot{x}_1 \dots \dot{x}_N = 0$.
- Подматрица $[\dot{S}_{TR}]$, содержащая коэффициенты передачи от точек приема к точкам передачи, удовлетворяет условиям $[\dot{S}_{TR}] = [\dot{S}_{RT}]^T$. Элементы вектор столбца $[\dot{Y}]$ с 1 по N равны нулю, значит элементы подматрицы $[\dot{S}_{TR}]$ не влияют на итоговое амплитудно-фазовое распределение.
- Подматрица $[\dot{S}_{TT}]$, диагональные элементы которой являются коэффициентами отражения от входа соответствующих антенн, а недиагональные элементы являются коэффициентами передачи между излучающими антеннами. Ее можно приравнять нулю, если мы обеспечим качественное согласование с питающим трактом, а диаграммы

направленности будут иметь такой вид, что будут обеспечивать высокую развязку с соседними антеннами. Кроме того, элементы вектор столбца $[\dot{Y}]$ с 1 по N равны нулю, таким образом элементы подматрицы $[\dot{S}_{TT}]$ не влияют на итоговое амплитудно-фазовое распределение.

Следовательно, на величину напряженности в точке приема влияние оказывать будет только подматрица прямых коэффициентов передачи $[\dot{S}_{RT}]$. Тогда выражение для многополосника, в виде которого мы представляем среду распространения волн, можно записать в следующем виде:

$$[\dot{B}] = [\dot{S}_{RT}] \cdot [\dot{A}] \quad (15)$$

Выражение (15) для удобства восприятия можно записать в виде системы линейных алгебраических уравнений, содержащей M уравнений и N неизвестных (комплексные амплитуды излучаемых сигналов \dot{a}_n):

$$\begin{cases} \dot{b}_1 = \dot{s}_{RT_{1,1}} \cdot \dot{a}_1 + \dot{s}_{RT_{1,2}} \cdot \dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{RT_{1,n}} \cdot \dot{a}_n \\ \dot{b}_2 = \dot{s}_{RT_{2,1}} \cdot \dot{a}_1 + \dot{s}_{RT_{2,2}} \cdot \dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{RT_{2,n}} \cdot \dot{a}_n \\ \vdots \\ \dot{b}_m = \dot{s}_{RT_{m,1}} \cdot \dot{a}_1 + \dot{s}_{RT_{m,2}} \cdot \dot{a}_2 + \dots + \dot{s}_{RT_{m,n}} \cdot \dot{a}_n \end{cases} \quad (16)$$

Получившуюся систему линейных алгебраических уравнений можно решать любым известным методом, например, методом Гаусса, Крамера и т.д.

3. Проверка теоретических результатов математическим моделированием

Для проверки теоретических результатов в среде электродинамического моделирования CST Microwave Studio построена модель прямоугольного пространства, имеющего размеры 840 x 840 мм, содержащего 56 печатных антенн, по 14 антенн на каждой стенке (см. рисунок 5). Антенны рассчитаны на центральную частоту 2.5 ГГц [4-11]. Материал подложки для антенны (Дифмолен-2) имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 2.33$. Толщина подложки составляет 2.1 мм. Диаметр излучающего элемента 46 мм. Коэффициент направленного действия антенны составляет 7.09 дБ. График зависимости коэффициента отражения S1.1 от частоты, для антенны представлен

на рисунке 6, и показывает, что антенна имеет хорошее согласование на частоте 2.5 ГГц.

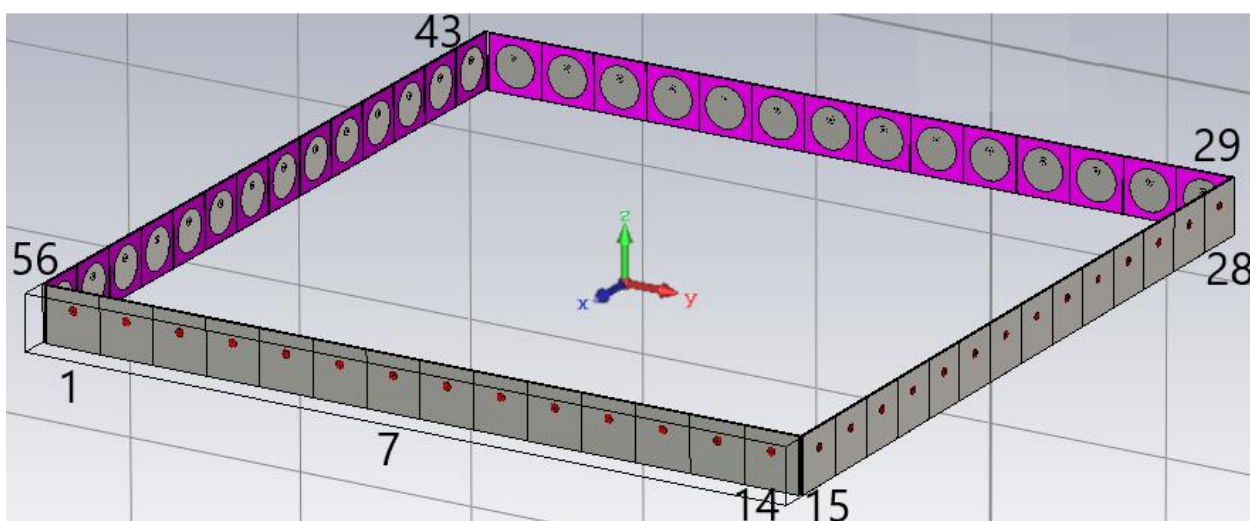


Рис. 5. Модель пространства с 56 антеннами

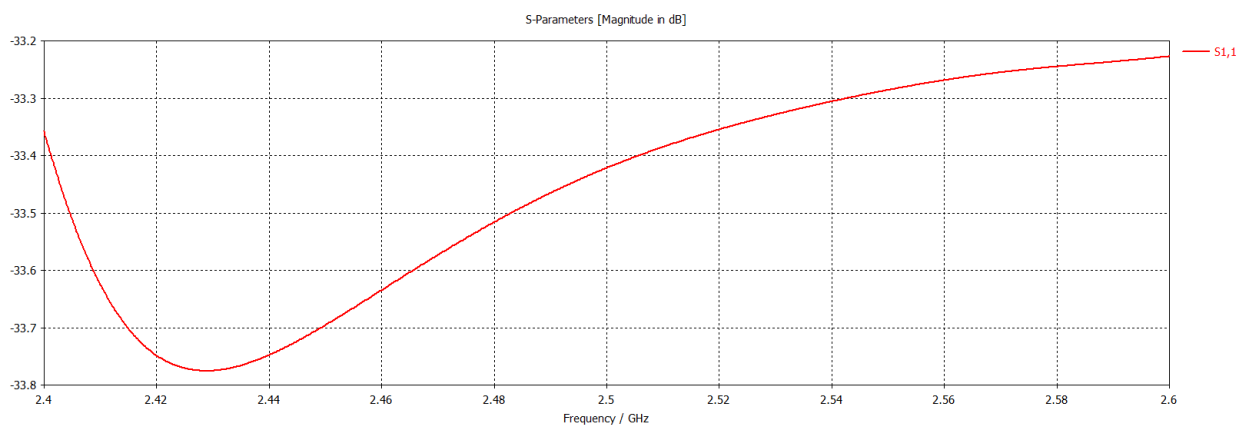


Рис. 6. Коэффициент отражения используемой печатной антенны

Зададим 9 точек приема внутри пространства построенной модели, с шагом 200 мм, равноудаленных друг от друга. Таким образом общее количество точек излучения и приема равно 65. Зададим максимум поля в 4 точках приема. В остальных точках зададим минимум поля. Ожидается получить распределение электромагнитного поля в пространстве, с областями максимумов в углах помещения (см. рисунок 7).

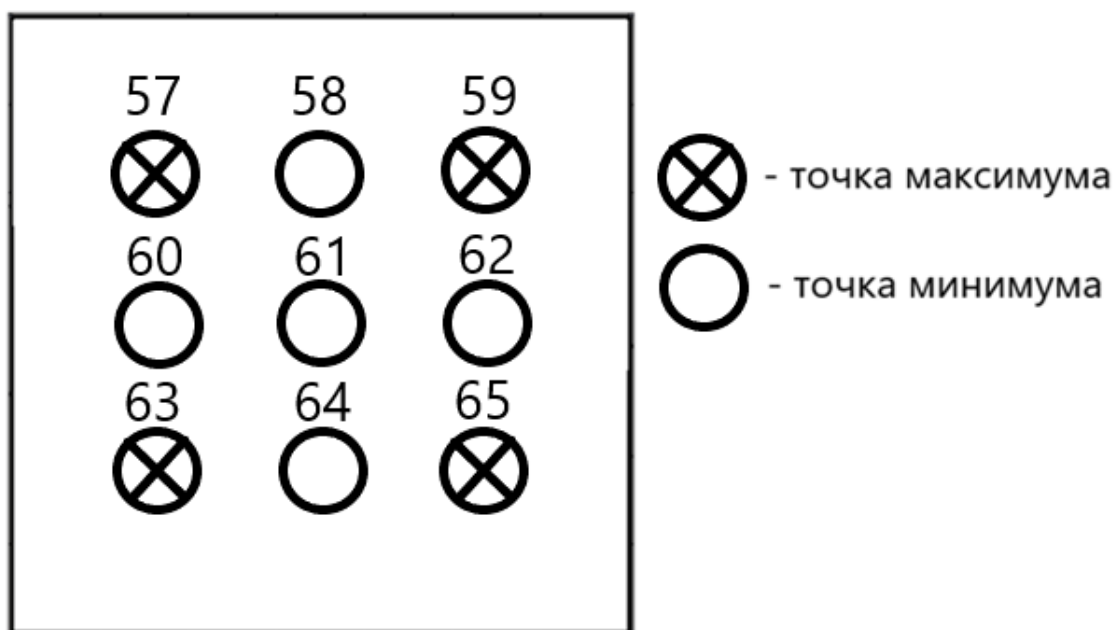


Рис. 7. Желаемое распределение амплитуды напряженности электрического поля в помещении

Тогда вектор-столбец комплексных амплитуд выходных электромагнитных волн $[\dot{Y}]$ имеет вид:

$$[\dot{Y}] = [\dot{y}_1 = 0; \dots; \dot{y}_N = 0; \dot{y}_{N+1} = 1; \dots; \dot{y}_{N+M} = 1]^T, \quad (17)$$

Все элементы равны нулю, кроме элементов под номерами 57, 59, 63, 65 – они равны единице.

Рассчитав элементы характеристической матрицы $[\dot{S}]$ размерностью $[65 \times 65]$ по выражению (7), и решив системы уравнений (3) и (15) методом Гаусса [12], получено распределение амплитуд и фаз излучаемых сигналов. Оно приведено в таблице 1. Расчет по обоим выражениям дает одинаковые результаты. Отличие выражения (3) и (15) заключается в том, что в выражении (15) используется усеченный вариант характеристической матрицы многополюсника, таким образом производя расчет по этому выражению выполняется меньшее количество математических операций.

Таблица 1. Распределение амплитуд и фаз для формирования заданного поля

Номер антенны	Амплитуда	Фаза, град.	Номер антенны	Амплитуда	Фаза, град.
1	0.2646	145.87	29	0.2646	145.87
2	0.2569	52.76	30	0.2569	52.76
3	0.3257	2.43	31	0.3257	2.43
4	0.5511	-44.58	32	0.5511	-44.58
5	0.3647	-54.36	33	0.3647	-54.36
6	0.3671	14.3	34	0.3671	14.3
7	0.4207	165.79	35	0.4207	165.79
8	0.4207	165.79	36	0.4207	165.79
9	0.3671	14.3	37	0.3671	14.3
10	0.3647	-54.36	38	0.3647	-54.36
11	0.5511	-44.58	39	0.5511	-44.58
12	0.3257	2.43	40	0.3257	2.43
13	0.2569	52.76	41	0.2569	52.76
14	0.2646	145.87	42	0.2646	145.87
15	0.2646	145.87	43	0.2646	145.87
16	0.2569	52.76	44	0.2569	52.76
17	0.3257	2.43	45	0.3257	2.43
18	0.5511	-44.58	46	0.5511	-44.58
19	0.3647	-54.36	47	0.3647	-54.36
20	0.3671	14.3	48	0.3671	14.3
21	0.4207	165.79	49	0.4207	165.79
22	0.4207	165.79	50	0.4207	165.79
23	0.3671	14.3	51	0.3671	14.3
24	0.3647	-54.36	52	0.3647	-54.36
25	0.5511	-44.58	53	0.5511	-44.58
26	0.3257	2.43	54	0.3257	2.43
27	0.2569	52.76	55	0.2569	52.76
28	0.2646	145.87	56	0.2646	145.87

Полученные значения амплитуд и фаз, установлены для антенн с соответствующими номерами, в модели (см. рисунок 5). В результате электродинамического моделирования, получено распределение амплитуды напряженности электрического поля в пространстве помещения (см. рисунок 8).

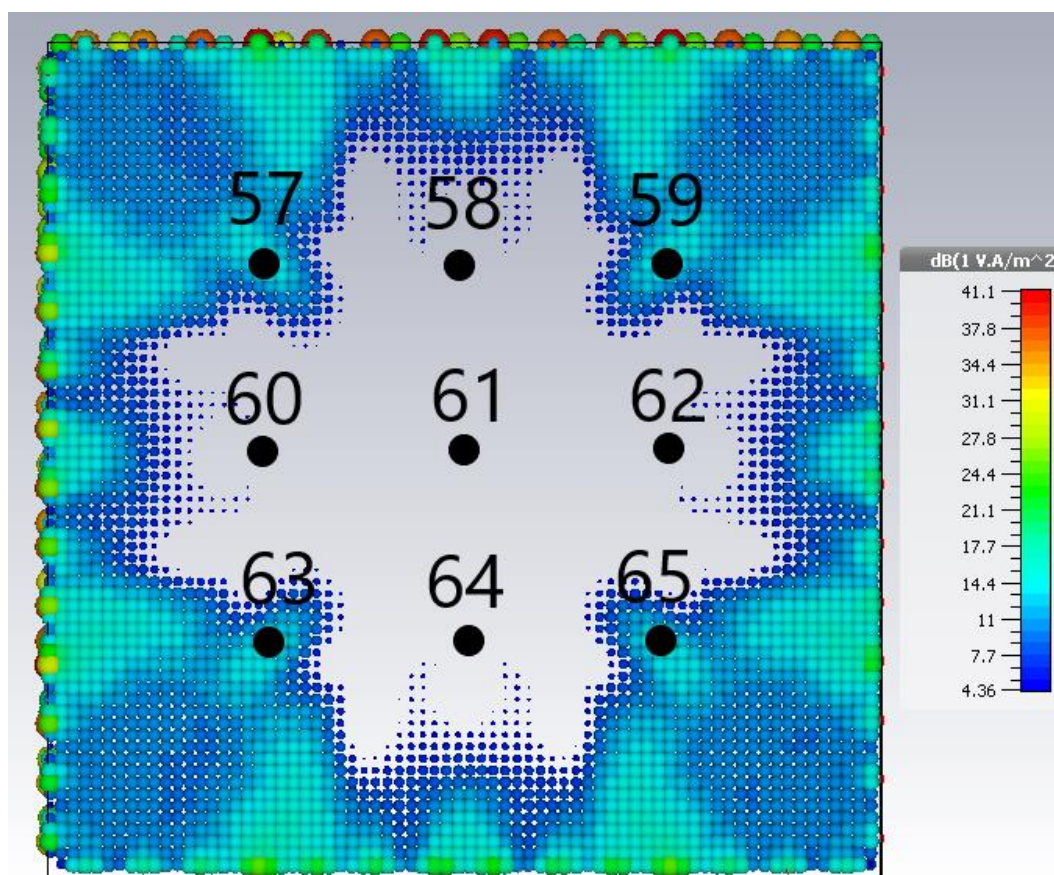


Рис. 8. Распределение электромагнитного поля

Уровни напряженности электрического поля в рассматриваемых точках пространства представлены в таблице 2.

Таблица 2. Уровни напряженности электрического поля

Номер точки	Уровень напряженности, дБ
57	20,7
58	-0,7
59	20,7
60	-3
61	-17
62	-4
63	20,7
64	2
65	20,7

Заключение

В статье предложен способ расчета амплитуд и фаз излучаемых сигналов, обеспечивающих фокусировку электромагнитного поля в нескольких заданных областях пространства. Способ заключается в представлении пространства в виде абстрактного многополюсника, входами которого являются излучающие антенны, выходами – точки приема. Предложен и рассмотрен путь сокращения расчетов амплитуд и начальных фаз сигналов, подводимых к антеннам. Установлено, что для расчета начальных амплитуд и фаз требуется задать только коэффициенты передачи от точек излучения к точкам приема. Решая полученную систему уравнений, получаем значения амплитуд и начальных фаз сигналов, подводимых к антеннам, которые обеспечат требуемое распределение электромагнитного поля в пространстве. Результаты подтверждены электродинамическим моделированием.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке в рамках реализации программы развития НГТУ, научный проект №С22-25.

Литература

1. Huo Y., Dong X., Xu W., Yuen M. Cellular and WiFi Co-design for 5G User Equipment. 2018 *IEEE 5G World Forum (5GWF)*. 2018. P.256-261. <https://doi.org/10.1109/5GWF.2018.8517059>
2. Sawada H., Araki S., Mukai R., Makino S. Grouping Separated Frequency Components by Estimating Propagation Model Parameters in Frequency-Domain Blind Source Separation. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*. 2007. V.15. №5. P.1592-1604. <https://doi.org/10.1109/TASL.2007.899218>
3. Смирнов В.Ю., Никитин О.Р. Линейные фазированные антенные решетки, сфокусированные в ближней зоне. *Вестник РГПТУ*. 2008. №4. С.32-34.

4. Обуховец В.А. Синтез симметричных СВЧ-многополюсников. *Известия Южного федерального университета. Технические науки*. 2018. №7(201). С.177-185.
5. Cameron R. Analysis of Multiport Microwave Networks. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*. 2018. P.147-175. <https://doi.org/10.1002/9781119292371.ch5>
6. James J, Hall P., Wood C. *Microstrip antenna theory and design*. London, Peter peregrinus Ltd. 1981. 304 p.
7. Golio M., Golio J. *RF and microwave circuits, measurements, and modeling*. CRC Press. 2007. 772 p.
8. Steer M. *Fundamentals of Microwave and RF Design*. NC state, University of North Carolina Press. 2019. 244 p.
9. Aaen P. *Modeling and Characterization of RF and Microwave Power FETs*. Cambridge University Press. 2011. 380 p.
10. Elfergani I., Hussaini A., Abd-Alhameed R., See C., Child M., Rodriguez J. Design of a compact tuned antenna system for mobile MIMO applications. *2012 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*. 2012. P.1-4. <https://doi.org/10.1109/LAPC.2012.6403013>
11. Zhang C., Lai Q., Gao C. Measurement of active S-parameters on array antenna using directional couplers. *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*. 2017. P.1167-1170. <https://doi.org/10.1109/APMC.2017.8251665>
12. Mauch S. *Introduction to Methods of Applied Mathematics or Advanced Mathematical Methods for Scientists and Engineers*. Mauch Publishing Company. 2003. 593 p.

Для цитирования:

Юзвик Д.А., Степанов М.А. Фокусировка излучения сетей беспроводной передачи данных в заданных точках пространства. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.11.17>