

Исследование применимости дипольной модели матрицы взаимного влияния для настройки Н-ММО-поверхности¹

Е.О. Ендовицкий*, И.А. Буртаков*, А.А. Куреев*, Е.М. Хоров*, Л. Конг**

* *Институт проблем передачи информации (ИППИ РАН)*

** *Шанхайский университет транспорта*

Поступила в редколлегию 15.09.2025 г. Принята 28.11.2025 г.

Аннотация—Голографические ММО-поверхности (англ.: Holographic MIMO, Н-ММО) — это плоские структуры, состоящие из множества активных или пассивных элементарных ячеек, способных изменять свое состояние для формирования волны с заданными параметрами. В Н-ММО расстояние между элементарными ячейками меньше половины длины волны, что, с одной стороны, позволяет формировать сверхнаправленные лучи, а с другой — приводит к необходимости учета взаимного влияния между ячейками. В данной работе проведено сравнительное исследование точности дипольной аналитической модели для расчета матрицы взаимного влияния в Н-ММО-поверхностях. Рассматривается различие между матрицами взаимного влияния, полученными путем численного моделирования в CST Microwave Studio, и матрицами, рассчитанными на основе аналитической модели, которая опирается на попарный расчет взаимного влияния для элементарных ячеек в виде диполей. Результаты численного моделирования демонстрируют, что при уменьшении расстояния между элементами Н-ММО-поверхности до величины менее половины длины волны точность аналитической модели существенно снижается из-за усиления взаимного влияния. Показано, что использование неточной аналитической матрицы при настройке Н-ММО-поверхности приводит к значительной потере усиления канала по сравнению с настройкой на основе матрицы взаимного влияния, полученной в CST.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: Голографические ММО-системы, активные реконфигурируемые метаповерхности, антенный массив, интерференция, взаимное влияние в антенных массивах.

DOI: 10.53921/18195822_2025_25_4_706

1. ВВЕДЕНИЕ

Голографические ММО-поверхности (англ.: Holographic MIMO, Н-ММО) являются перспективным классом устройств, способных повысить производительность беспроводных систем связи будущего. Н-ММО-поверхности состоят из множества активных или пассивных элементарных ячеек (ЭЯ), расстояние между которыми обычно меньше половины длины волны. В отличие от обычных ММО-передатчиков [1], Н-ММО-поверхности могут формировать очень узкие (сверхнаправленные) лучи, что позволяет увеличить зону покрытия сети и/или пропускную способность системы связи. Использование Н-ММО может быть полезно как в системах связи сотового поколения, так и в сетях Wi-Fi [2] и технологиях Интернета Вещей [3].

В Н-ММО, из-за расположения ЭЯ на расстояниях, меньших половины длины волны, существенным становится эффект взаимного влияния. Этот эффект заключается в том, что

¹ Исследование выполнено в за счет совместного гранта Российского научного фонда № 25-49-00232 и NSFC Grant No. W2412089, <https://rscf.ru/project/25-49-00232/>.

излучение каждой ЭЯ индуцирует ток в соседних ЭЯ, из-за чего они формируют вторичное излучение.

Матрица взаимного влияния представляет данный эффект в имитационном моделировании многоантенных систем. Это квадратная матрица, число строк и столбцов которой равно количеству элементарных ячеек. Ее элемент на позиции (i, j) характеризует электромагнитную связь между j -й и i -й элементарными ячейками: он описывает реакцию i -й ячейки на возбуждение j -й ячейки. Диагональные элементы матрицы описывают собственные параметры ячеек (например, входной импеданс или коэффициент отражения), а внедиагональные — взаимное влияние между различными элементами.

Для моделирования взаимного влияния в Н-ММО-поверхностях может быть применено множество подходов. Наибольшее распространение получила аналитическая модель, основанная на представлении ЭЯ в виде диполя [4]. В основе этой модели лежат два предположения. Во-первых, считается, что диполь не излучает, когда сопротивление нагрузки в его порту равно бесконечности (т.е. он разомкнут). Во-вторых, при выводе аналитических значений матрицы взаимных импедансов предполагается, что форма распределения тока не зависит от сопротивления нагрузки. Обобщением данной модели является представление ММО-системы с Н-ММО-поверхностью в виде многополюсника [5]. Параметры такой модели можно рассчитать как аналитически, так и с помощью численного моделирования электромагнитных процессов.

В контексте определения направления прихода сигнала с помощью антенных решеток был предложен альтернативный подход [6] к определению матрицы взаимного влияния. В отличие от классического подхода, авторы работы [6] предложили измерять матрицу взаимного влияния при подключенных к портам антенн нагрузках. Это позволило существенно повысить точность оценки направления прихода сигнала. Дальнейшего развития данный подход не получил, поскольку в приемных антенных решетках сопротивление в цепи антенн, как правило, фиксировано (чаще всего составляет 50 Ом).

Второе предположение (о независимости формы распределения тока от нагрузки) становится еще менее корректным в случае использования планарных элементарных ячеек сложной формы, например, патч-антенн. Так, в работе [7] представлен дизайн ЭЯ, сохраняющей постоянный фазовый сдвиг между состояниями в широком частотном диапазоне. Для достижения заданных характеристик такая ЭЯ явно использует две различные пространственные моды.

В существующих работах валидация модели часто проводится косвенным образом [8, 9]. После настройки системы оптимальная конфигурация загружается в CST Microwave Studio или иную программу полноволнового численного моделирования. Затем строится диаграмма направленности Н-ММО-поверхности и демонстрируется, что она формирует падающую ЭМ-волну в заданном направлении либо подавляет боковые лепестки до требуемого уровня. Однако прямое исследование эффективности аналитической модели из работы [4] для формирования сигнала ранее не проводилось.

В данной работе впервые выполняется прямое сравнение двух подходов к расчету матрицы взаимного влияния для Н-ММО-поверхности, представленной дипольными антеннами. Работа структурирована следующим образом. В разделе 2 приводится описание Н-ММО-системы в виде многополюсника, рассматриваются модели взаимного влияния и методы настройки. Раздел 3 посвящен результатам моделирования. Работа завершается разделом 4.

2. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ И МЕТОДЫ

2.1. Представление Н-ММО поверхности в виде многополюсника

Рассмотрим ММО-систему связи с N_T передающими антеннами, N_R приемными антеннами и пассивной Н-ММО-поверхностью, состоящей из N_I рассеивающих элементов. Классиче-

ские представления канала [10] неприменимы в данном случае, поскольку на данный момент не существует способов учесть в них взаимное влияние. В литературе широко распространено представление беспроводного канала как N -портовой сети [5], где $N = N_T + N_I + N_R$, характеризуемой либо импедансными параметрами, либо S -параметрами.

Представление через импедансы

Матрица импедансов $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ связывает напряжения и токи на портах через соотношение $\mathbf{v} = \mathbf{Z}\mathbf{i}$, где

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{TT} & \mathbf{Z}_{TI} & \mathbf{Z}_{TR} \\ \mathbf{Z}_{IT} & \mathbf{Z}_{II} & \mathbf{Z}_{IR} \\ \mathbf{Z}_{RT} & \mathbf{Z}_{RI} & \mathbf{Z}_{RR} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{Z}_{TT} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$, $\mathbf{Z}_{II} \in \mathbb{C}^{N_I \times N_I}$ и $\mathbf{Z}_{RR} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ представляют собственные импедансы и взаимные связи на передатчике, Н-ММО-поверхности и приемнике соответственно. Внедиагональные блоки $\mathbf{Z}_{RT} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$, $\mathbf{Z}_{IT} \in \mathbb{C}^{N_I \times N_T}$ и $\mathbf{Z}_{RI} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_I}$ характеризуют попарные каналы передачи между приемником, передатчиком и Н-ММО-поверхностью.

Модель позволяет при заданных импедансах рассчитать матрицу сквозного канала, т.е. матрицу, связывающую вектор напряжений на передатчике с вектором напряжений на приемнике. На передатчике $\mathbf{v}_T = \mathbf{v}_{s,T} - \mathbf{Z}_T \mathbf{i}_T$, где $\mathbf{Z}_T = \text{diag}(Z_{T,1}, \dots, Z_{T,N_T})$ содержит выходные импедансы источников. На Н-ММО-поверхности реконфигурируемая импедансная сеть описывается соотношением $\mathbf{v}_I = -\mathbf{Z}_I \mathbf{i}_I$, где $\mathbf{Z}_I \in \mathbb{C}^{N_I \times N_I}$ — настраиваемая матрица импедансов. На приемнике $\mathbf{v}_R = -\mathbf{Z}_R \mathbf{i}_R$ с $\mathbf{Z}_R = \text{diag}(Z_{R,1}, \dots, Z_{R,N_R})$.

При условии большого расстояния между передатчиком и Н-ММО-поверхностью и между Н-ММО-поверхностью и приемником, а также при идеальном согласовании нагрузок в цепях приемника и передатчика ($\mathbf{Z}_{TT} = \mathbf{Z}_{RR} = Z_0 \mathbf{I}$) и согласованных импедансах источника и нагрузки ($\mathbf{Z}_T = \mathbf{Z}_R = Z_0 \mathbf{I}$),

$$\mathbf{H} = \frac{1}{2Z_0} [\mathbf{Z}_{RT} - \mathbf{Z}_{RI}(\mathbf{Z}_I + \mathbf{Z}_{II})^{-1} \mathbf{Z}_{IT}]. \quad (2)$$

Хотя представление через Z -параметры является наиболее интуитивным и естественным благодаря прямой связи с электромагнитными процессами, оно по определению требует короткого замыкания одного из портов, а также бесконечного сопротивления на других. Эти условия представляют сложность для численного моделирования, поэтому часто применяют S -параметры.

Представление через S -параметры

В качестве альтернативы, матрица рассеяния $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ связывает падающие и отраженные волны через соотношение $\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}$, где

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{TT} & \mathbf{S}_{TI} & \mathbf{S}_{TR} \\ \mathbf{S}_{IT} & \mathbf{S}_{II} & \mathbf{S}_{IR} \\ \mathbf{S}_{RT} & \mathbf{S}_{RI} & \mathbf{S}_{RR} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Напряжения и токи связаны с волновыми величинами через $\mathbf{v} = \mathbf{a} + \mathbf{b}$ и $\mathbf{i} = (\mathbf{a} - \mathbf{b})/Z_0$, где Z_0 — характеристическое (референсное) сопротивление, принимаемое обычно за $Z_0 = 50 \Omega$.

На передатчике $\mathbf{a}_T = \mathbf{b}_{s,T} + \mathbf{\Gamma}_T \mathbf{b}_T$, где $\mathbf{\Gamma}_T = (\mathbf{Z}_T + Z_0 \mathbf{I})^{-1}(\mathbf{Z}_T - Z_0 \mathbf{I})$ содержит коэффициенты отражения. Рассеивающая характеристика Н-ММО описывается как $\mathbf{a}_I = \mathbf{\Theta} \mathbf{b}_I$, где $\mathbf{\Theta} = (\mathbf{Z}_I + Z_0 \mathbf{I})^{-1}(\mathbf{Z}_I - Z_0 \mathbf{I}) \in \mathbb{C}^{N_I \times N_I}$ — реконфигурируемая матрица рассеяния. На приемнике $\mathbf{a}_R = \mathbf{\Gamma}_R \mathbf{b}_R$ с $\mathbf{\Gamma}_R = (\mathbf{Z}_R + Z_0 \mathbf{I})^{-1}(\mathbf{Z}_R - Z_0 \mathbf{I})$.

Преобразования параметров

S- и Z-параметры связаны соотношениями:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + Z_0 \mathbf{I})^{-1}(\mathbf{Z} - Z_0 \mathbf{I}), \quad (4)$$

$$\mathbf{Z} = Z_0(\mathbf{I} + \mathbf{S})(\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1}, \quad (5)$$

из которых вытекают соотношения между матрицами взаимного рассеяния и импеданса:

$$\mathbf{S}_{II} = (\mathbf{Z}_{II} + Z_0 \mathbf{I})^{-1}(\mathbf{Z}_{II} - Z_0 \mathbf{I}), \quad (6)$$

$$\mathbf{Z}_{II} = Z_0(\mathbf{I} + \mathbf{S}_{II})(\mathbf{I} - \mathbf{S}_{II})^{-1}. \quad (7)$$

Представление через S-параметры также позволяет рассчитать сквозной канал. При идеальном согласовании ($\mathbf{S}_{TT} = \mathbf{S}_{RR} = \mathbf{0}$, $\mathbf{\Gamma}_T = \mathbf{\Gamma}_R = \mathbf{0}$)

$$\mathbf{H} = \mathbf{S}_{RT} + \mathbf{S}_{RI}(\mathbf{I} - \mathbf{\Theta} \mathbf{S}_{II})^{-1} \mathbf{\Theta} \mathbf{S}_{IT}. \quad (8)$$

2.2. Модели взаимного влияния элементов Н-ММО поверхности

Одним из ключевых упрощений модели является условие $a \ll l$, где a — радиус провода, l — длина диполя. Это условие позволяет считать, что ток течет только вдоль оси диполя и не имеет азимутальной компоненты. Физически это означает, что электрическое поле на поверхности проводника направлено преимущественно вдоль его длины, а поперечные компоненты пренебрежимо малы.

Режим тонкого провода критически важен для упрощения математического аппарата: он позволяет свести трехмерную электродинамическую задачу к одномерному интегральному уравнению Поклингтона. Без этого упрощения потребовалось бы применять численные методы (метод моментов) для каждой конфигурации антенной системы, что сделало бы задачу оптимизации поверхности вычислительно неразрешимой.

После применения режима тонкого провода остается решить интегральное уравнение для распределения тока вдоль диполя. Точное решение этого уравнения возможно только численно, однако для диполей вблизи резонанса ($l \approx \lambda/2$) распределение тока хорошо аппроксимируется синусоидальной функцией:

$$I_z(z') \approx I(z_\xi) \frac{\sin(k_0(l/2 - |z' - z_\xi|))}{\sin(k_0 l/2)}. \quad (9)$$

Преимуществом этого приближения является то, что неизвестным остается только амплитуда тока $I(z_\xi)$ в точке питания, а не все распределение тока. Концепция каноничных минимально рассеивающих антенн основана на том, что при разомкнутом порте в цепи антенна переизлучает падающую на нее энергию с минимальными потерями на структурное рассеяние.

Физический смысл этого предположения заключается в следующем: когда на антенну падает электромагнитная волна, в ней наводится ток, который создает рассеянное поле. Это рассеянное поле можно разложить на две компоненты: антенную моду (связанную с нагрузкой в порту) и структурную моду (связанную с геометрией проводника).

Это предположение критически важно для применимости модели взаимных импедансов: оно гарантирует, что все взаимодействия между элементами Н-ММО можно выразить через матрицу Z_{SS} , не прибегая к полному электродинамическому анализу многократного переотражения волн.

Взаимный импеданс Z_{qp} между элементами p и q определяется через интеграл произведения излученного элементом p электрического поля и тока на элементе q :

$$Z_{qp} = -\frac{1}{I(z_q)I(z_p)} \int_{z_q-l_q/2}^{z_q+l_q/2} E_z^{(\text{rad})}(z'') I_{z,q}(z'') dz'' \quad (10)$$

Приведенная формула не является явной, поскольку радиальная компонента электрического поля $E_z^{(\text{rad})}(z'')$ сама зависит от токов во всех элементах антенной решетки, включая искомым элемент p . Это создает систему связанных интегральных уравнений: для вычисления Z_{qp} необходимо знать поле $E_z^{(\text{rad})}$, которое, в свою очередь, определяется распределениями токов $I_{z,p}(z)$ на всех элементах, зависящими от самих импедансов взаимной связи. Таким образом, формула требует итерационного решения или метода моментов для определения токовых распределений, что делает ее неявной. В работе [11] эта величина выражена в явном виде с помощью интегральных экспоненциальных функций.

Фундаментальным свойством этой величины является ее независимость от токов в портах $I(z_p)$ и $I(z_q)$. Несмотря на то, что токи входят в определение, они сокращаются при подстановке синусоидального распределения, и Z_{qp} оказывается функцией только геометрических параметров: длин диполей l_p , l_q , их радиусов a_p , a_q и взаимного расположения.

Это означает, что матрицу взаимных импедансов можно вычислить один раз для заданной геометрии RIS и затем использовать при любых режимах работы системы: различных настройках нагрузочных импедансов Z_{RIS} , разных мощностях передатчиков, любых частотах в пределах диапазона применимости модели тонкого провода.

2.3. Алгоритм настройки Н-ММО-поверхности

С учетом взаимного влияния между элементами RIS предложено множество методов настройки; среди них обычно рассматривают методы Z-opt [12], S-uni [9], Element-Wise [13] и стандартный градиентный спуск [14]. В работе по методу Z-opt [12] система описывается через импедансные (Z) параметры: авторы сначала получают явное аналитическое решение для случая без взаимного влияния, после чего используют его как начальную точку для итеративной оптимизации уже с учетом взаимных связей. В Z-opt на каждом шаге применяется фиксированное изменение фаз, при этом обеспечивается монотонное увеличение целевой функции. Алгоритм S-uni [9] опирается на представление эффективного канала через матрицу отражения (S-параметры) и учитывает взаимное влияние посредством первого члена ряда Неймана. По сравнению с моделью на Z-параметрах, S-uni сходится быстрее благодаря большей чувствительности S-матрицы к малым фазовым изменениям. В методе Element-Wise [13] применяется формула Шермана–Моррисона, что позволяет явно вычислять оптимальный фазовый сдвиг отдельной ячейки при фиксированных фазах остальных; однако такой подход игнорирует необходимость согласованного изменения фаз в других элементах. Наконец, классический градиентный спуск [14] корректирует фазы всех элементов, опираясь на градиент целевой функции. В данной работе используется алгоритм S-uni.

3. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для сравнения точности настроек Н-ММО-поверхности, получаемых при использовании матрицы взаимного влияния, рассчитанной методом конечных элементов в пакете CST Microwave Studio, и аналитической матрицы, полученной на основе модели попарного взаимодействия диполей, на рис. 1 показана разность усиления канала, получаемых на основе двух упомянутых матриц. Из графика видно, что при уменьшении расстояния между элементами разница в

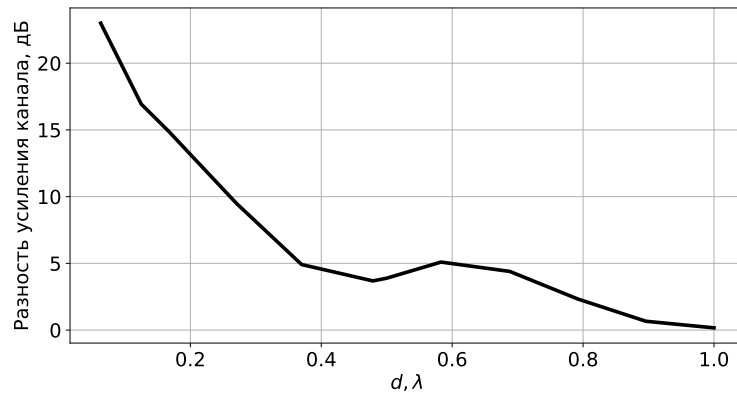


Рис. 1. Разность значений усиления канала, полученных при настройке Н-ММО-поверхности на основе матрицы, рассчитанных в CST Microwave Studio и аналитически, в зависимости от расстояния между элементами d .

усилении канала растет и достигает 22 дБ при $d \approx 0.07\lambda$, что связано с усилением взаимного влияния между элементами. Локальный минимум рассматриваемой разности наблюдается при $d \approx \lambda/2$, что объясняется сниженным взаимным влиянием при таком расстоянии между элементами Н-ММО-поверхности [13]. Дальнейшее увеличение расстояния между элементами еще сильнее уменьшает взаимное влияние, и рассматриваемая разница усиления практически исчезает при $d = 1\lambda$.

Несмотря на то, что обе матрицы рассчитаны с учетом взаимного влияния, матрица аналитической модели [4] вносит дополнительную неточность. Ее элементы вычислены на основе изолированного взаимодействия пары диполей, т.е. в предположении, что другие диполи, составляющие Н-ММО-поверхность, не переизлучают, при условии, что их управляющий элемент разомкнут. Это предположение соответствует случаю канонического минимального рассеивателя (англ.: canonical minimum scattering). Даже для диполей оно выполняется лишь приближенно. Нарушение этого предположения, как показывают результаты моделирования, приводит к значительному ухудшению качества настройки.

Далее проанализируем скорость сходимости алгоритма при разных расстояниях d между элементами Н-ММО-поверхности. На рис. 2 показана зависимость усиления канала, получаемого с использованием алгоритма S-uni [9], от числа итераций T . Из графика видно, что усиление канала при использовании CST-матриц значительно выше, чем при использовании аналитических. Например, для $d = 0.125\lambda$ эта разница достигает приблизительно 16 дБ. Это связано с тем, что с уменьшением расстояния между ячейками возрастает сила взаимного влияния. При $d = 1\lambda$ кривые для настроек по матрицам двух видов практически совпадают, поскольку взаимное влияние между элементами крайне мало. Кроме того, с уменьшением d пунктирные кривые, соответствующие настройке по аналитическим матрицам, располагаются ниже, что объясняется высокой чувствительностью системы даже к малым ошибкам в настройке фазы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе проведено исследование применимости аналитической модели расчета взаимного влияния для диполей при настройке Н-ММО-поверхностей. Проведенный анализ выявил принципиальные ограничения распространенной дипольной аналитической модели для настройки плотных Н-ММО-поверхностей. Прямое сравнение с моделью взаимного влияния, полученной в CST, показало, что данная модель, опирающаяся на упрощенное представление о взаимодействии изолированных пар диполей, становится некорректной при уменьшении

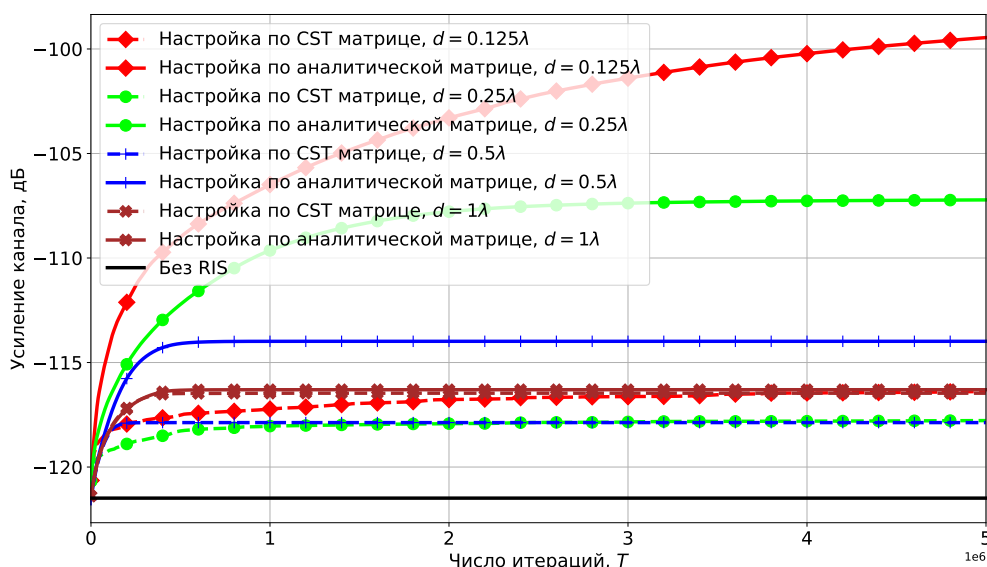


Рис. 2. Зависимость усиления канала от числа итераций при использовании CST-матриц и аналитических матриц для настройки.

межэлементного расстояния менее половины длины волны. Причина заключается в игнорировании коллективного эффекта множественного переизлучения в решетке.

В результате использование аналитической матрицы взаимного влияния для настройки Н-ММО-поверхности ведет к значительным потерям в усилении канала (до 22 дБ) по сравнению с настройкой по точной CST-модели. Таким образом, для эффективного проектирования Н-ММО-систем с высокой плотностью элементов необходимо применять полноволновое моделирование или создавать более точные аналитические модели, учитывающие сильное взаимное влияние.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhang Z, Potekhin RN, Lyashev VA. Regularized Linear MU-MIMO Equalizer and Its Robustness // Problems of Information Transmission. — 2025. — Vol. 61, no. 2. — P. 95–109.
2. A Tutorial on Wi-Fi 8: The Journey to Ultra High Reliability / Karamyshev A, Levitsky I, Bankov D, and Khorov E // Problems of Information Transmission. — 2025. — Vol. 61, no. 2. — P. 164–210.
3. Reducing Energy Consumption in LoRaWAN Networks with Duty Cycle Limitation / Fedorishcheva AA, Bankov DV, Lyakhov AI, and Khorov EM // Problems of Information Transmission. — 2025. — Vol. 61, no. 1. — P. 56–71.
4. Gradoni Gabriele, Di Renzo Marco. End-to-End Mutual Coupling Aware Communication Model for Reconfigurable Intelligent Surfaces: An Electromagnetic-Compliant Approach Based on Mutual Impedances // IEEE Wireless Communications Letters. — 2021. — Vol. 10, no. 5. — P. 938–942.
5. A universal framework for multiport network analysis of reconfigurable intelligent surfaces / Nerini Matteo, Shen Shanpu, Li Hongyu, Di Renzo Marco, and Clerckx Bruno // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2024. — Vol. 23, no. 10. — P. 14575–14590.
6. Improved DOA Estimations Using the Receiving Mutual Impedances for Mutual Coupling Compensation: An Experimental Study / Yu Yantao, Lui Hoi-Shun, Niow Choon Hock, and Hui Hon Tat // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2011. — Vol. 10, no. 7. — P. 2228–2233.
7. A Wideband Reconfigurable Intelligent Surface for 5G Millimeter-Wave Applications / Wang Ruiqi, Yang Yiming, Makki Behrooz, and Shamim Atif // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2024. — Vol. 72, no. 3. — P. 2399–2410.

8. Realistic Evaluation of Impedance-Based RIS Modeling: Practical Insights and Applications / Goshu Ayane Lebeta, Mursia Placido, Sciancalepore Vincenzo, Di Renzo Marco, and Costa-Perez Xavier // 2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) / IEEE. — 2025. — P. 1–5.
9. Abrardo Andrea, Toccafondi Alberto, Di Renzo Marco. Design of reconfigurable intelligent surfaces by using s-parameter multiport network theory–optimization and full-wave validation // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2024.
10. Burnashev MV. On the Distribution of a Statistical Sum Related to the Binary Symmetric Channel // Problems of Information Transmission. — 2025. — Vol. 61, no. 1. — P. 1–7.
11. Di Renzo Marco, Galdi Vincenzo, Castaldi Giuseppe. Modeling the Mutual Coupling of Reconfigurable Metasurfaces // 2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). — 2023. — P. 1–4.
12. Qian Xuewen, Di Renzo Marco. Mutual coupling and unit cell aware optimization for reconfigurable intelligent surfaces // IEEE Wireless Communications Letters. — 2021. — Vol. 10, no. 6. — P. 1183–1187.
13. Performance analysis of systems with coupled and decoupled RISs / Semmler Dominik, Nossek Josef A, Joham Michael, and Utschick Wolfgang // 2024 19th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS) / IEEE. — 2024. — P. 1–6.
14. Physically consistent models for intelligent reflective surface-assisted communications under mutual coupling and element size constraint / Akrou Mohamed, Bellili Faouzi, Mezghani Amine, and Nossek Josef A // 2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers / IEEE. — 2023. — P. 1589–1594.

Applicability Analysis of the Dipole Mutual Coupling Model for Configuring Holographic MIMO Surfaces

E. O. Endovitskiy, I. A. Burtakov, A. A. Kureev, E. M. Khorov, and L. Kong

Holographic Multiple-Input Multiple-Output (H-MIMO) surfaces represent a class of planar electromagnetic structures composed of dense arrays of active or passive reconfigurable unit cells. By independently controlling the electromagnetic response of each unit cell, these surfaces can synthesize radiation patterns with tailored characteristics, such as highly directive beams. The sub-wavelength spacing between adjacent elements, while enabling superior beamforming capabilities, introduces significant mutual coupling effects that critically impact system performance. This study presents a comparative analysis of the accuracy of a canonical dipole-based analytical model for computing the mutual coupling matrix in H-MIMO surfaces. We investigate the discrepancy between mutual coupling matrices derived from high-fidelity, full-wave numerical simulations performed in CST Microwave Studio and those obtained from the aforementioned analytical model, which relies on pairwise interaction calculations for dipole-like unit cells. Our numerical results demonstrate that as the inter-element spacing decreases below half the operating wavelength, the fidelity of the analytical model degrades substantially due to pronounced near-field coupling interactions. Crucially, we show that employing this approximate analytical matrix for surface configuration leads to significant channel gain degradation—up to 22 dB in studied scenarios—compared to optimization based on the full-wave simulated coupling matrix.

KEYWORDS: Holographic MIMO Systems, Active Reconfigurable Metasurfaces, Antenna Array, Interference, Mutual Coupling in Antenna Arrays.