

Разработка модели реконфигурируемой интеллектуальной поверхности в QuaDRiGa ^{*}

Буртаков И.^{1,2}, Куреев А.^{1,3}, Ендовицкий Е.^{1,2}

{burtakov, kureev, endovitskiy}@wireless.iitp.ru

¹ Институт проблем передачи информации им. А.А. Харкевича РАН

² Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)

³ Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», Москва, Россия

Аннотация Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (англ.: Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) являются одним из новых возможных средств повышения пропускной способности в беспроводных сетях шестого поколения (6G), однако RIS применима в уже существующих технологиях беспроводной связи, таких как сотовые сети четвертого и пятого поколений, сети Wi-Fi. Преимуществом RIS является ее адаптивность, поскольку для ее работы не требуется вносить изменения в существующие технологии беспроводной связи.

В данной работе создана модель RIS на базе платформы имитационного моделирования канала QuaDRiGa и среды разработки MATLAB. Эта модель даёт возможность рассматривать различные сценарии: замкнутые помещения и открытые пространства. Реализованные в QuaDRiGa физические свойства беспроводного распространения сигнала позволяют провести анализ систем беспроводной передачи данных с RIS в широком диапазоне частот. Для систем с RIS представлены различные схемы развертывания, что даёт разработчикам этих систем полезную информацию с точки зрения потенциальных вариантов использования RIS и их эффективного расположения в различных вариантах окружения. С помощью модели исследовано влияние RIS на производительность беспроводной системы передачи данных в различных сценариях.

Ключевые слова: 6G, кластерная модель канала, миллиметровые волны, реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS), QuaDRiGa

I Введение

Современные беспроводные системы связи используют сложные технологии физического уровня, такие как адаптивная модуляция, передача сиг-

^{*} Исследование осуществлено в рамках Программы фундаментальных исследований НИУ ВШЭ.

нала несколькими ортогональными поднесущими (англ.: Orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM), MIMO (англ.: Multiple Input Multiple Output), однако для развития данных систем становится необходимым использовать новые технологии передачи данных физического уровня. Возможным способом повышения производительности как существующих беспроводных сетей, так и будущих сотовых сетей шестого поколения (6G) является управление программным обеспечением не только приемо-передающими устройствами, входящими в инфраструктуру беспроводной системы связи, но и управление свойствами электромагнитных волн в окружающем пространстве. Использование реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (англ.: Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) является одним из вариантов решения этой задачи.

RIS представляет собой двумерную поверхность, состоящую из большого количества отражающих элементов, которые настраиваются программным способом для взаимодействия с электромагнитными волнами. При помощи данного функционала, RIS можно придать такие характеристики ретрансляции сигнала, при которых электромагнитные волны будут взаимодействовать с ней, как с поверхностью заданной формы; например, если необходимо, чтобы передаваемый сигнал отражался в определенную точку, RIS может выполнять функции металлической пластины, которая способна вращаться и изгибаться для фокусировки падающих волн в нужном месте пространства [1].

RIS может быть построена с использованием искусственного электромагнитного метаматериала, который состоит из периодических компонентов специально разработанных структурных элементов субволнового размера, называемых элементами RIS [2]. Такие метаматериалы обладают уникальными электромагнитными свойствами, которых нет в природе [3], такими как отрицательное преломление [4], идеальное поглощение и аномальное отражение/рассеяние [5]. Для получения заметного повышения производительности беспроводной системы передачи информации, RIS должна содержать большое количество отражающих элементов, которые имеют контролируемые свойства [6]. Изменяя коэффициент отражения (например, фазовый сдвиг) элементов RIS, можно контролировать процесс формирования отраженной волны. Такие технические возможности позволяют преодолеть негативные эффекты естественного распространения электромагнитных волн: эффект затенения (англ.: Shadow Fading, SF) и высокое значение затухания сигнала на пути распространения (англ.: Path Loss, PL).

Каналы связи с использованием RIS имеют большой потенциал с точки зрения расширения зоны покрытия, увеличения пропускной способности канала, повышения помехоустойчивости [7–11]. Это достигается путем управления распространением сигнала с помощью функций, предоставляемых RIS. Приведенные выше исследования также демонстрируют, что RIS, настраиваемые программно, могут быть эффективно использованы для повышения производительности существующих систем связи. Известные варианты использования RIS включают энергоэффективные однопользователь-

ские и многопользовательские системы MIMO [12, 13], системы неортогонального множественного доступа [14], системы mmWave [15].

Первоначальные теоретические исследования RIS [9, 16], описывают пределы производительности систем с поддержкой RIS, однако они не включают в рассмотрение эффект затухания сигнала на пути распространения и рассматривают относительно большие (с геометрической точки зрения) варианты RIS, причем только со свойством зеркального отражения сигнала от них. Исследования [17, 18], более подробно рассматривают вопрос рассеяния сигнала на элементах RIS и вводят законы масштабирования мощности с использованием законов волновой оптики в рассеянных полях для дальней и ближних относительно RIS зонах. В работе [19] рассмотрены вопросы дальности действия RIS, фактического прироста мощности сигнала при прохождении сигнала через RIS. Это исследование подтверждает результаты работы [20], в которой представлены экспериментальные результаты исследования мощности принимаемого сигнала в канале с RIS. Тем не менее, во всех приведенных выше исследованиях рассматриваются каналы с наличием луча прямой видимости (англ.: Line Of Sight, LOS) между антеннами приёмника, передатчика и RIS, что существенно ограничивает область их применимости в реальных беспроводных системах.

При оценке целесообразности имплементации RIS необходимо принять во внимание и работы, посвященные имитационному моделированию, поскольку такие работы позволяют ускорить и упростить процесс исследования RIS. Кроме того, имитационные модели помогают найти оптимальные, с точки зрения прироста пропускной способности, сценарии использования RIS. В работах [12, 13, 21] рассматриваются системы связи mmWave с поддержкой RIS в будущих сетях. В работе [12] рассмотрены физические модели каналов mmWave и MIMO, однако, данная работа не учитывает влияние RIS на канал mmWave. Работа [21] рассматривает RIS как линейный массив антенн (англ.: Uniform Linear Array, ULA). В работе [13] авторы моделируют двухточечные модели каналов с RIS типа ULA. Реализованные в данных работах модели не учитывают возможность возникновения канала в отсутствие луча прямой видимости (англ.: Non Line Of Sight, NLOS) при наличии в канале рассеивателей сигнала, что в реальных беспроводных сетях возникает часто.

В серии работ [22–24] представлена модель «SimRIS» канала миллиметрового диапазона частот с реконфигурируемой интеллектуальной поверхностью в присутствии нескольких рассеивателей. В отличие от вышеописанных работ, SimRIS даёт возможность моделировать канал без луча прямой видимости. Эта модель включает в себя множество физических характеристик, таких как вероятность наличия LOS канала и эффект затенения [25]. Что более важно, SimRIS учитывает реалистичные коэффициенты усиления и матрицы отклика элементов RIS. Однако, данная модель дает возможность использовать лишь некоторые частные случаи расположения RIS и не позволяет изменить его ориентацию в пространстве. Например, плоскость, в которой расположен RIS, должна быть вертикальной. Другим недостатком SimRIS является невозможность работы при относительно низких частотах

(до 6 ГГц) и большом количестве элементов RIS или близком расположении к нему антенн приёмника (Tx) или передатчика (Rx), что связано с необходимостью рассмотрения канала с RIS в дальней зоне.

Анализ литературы показывает, что необходимо создать модель канала с RIS широкого диапазона частот, с возможностью гибкой настройки геометрической конфигурации системы и сценариев использования: как в помещениях, так и на открытых пространствах. В данной работе для моделирования RIS и создания матриц каналов используется платформа имитационного моделирования QuaDRiGa (англ.: QUAsi Deterministic RadIo channel GenerAtor). QuaDRiGa представляет собой полноценную стохастическую модель канала на основе трехмерной геометрии и реализует, в частности, модель 38.901 [26], которая валидирована по данным производителей оборудования и стандартизирована 3GPP [27]. Используя созданную модель канала с RIS, в данной работе рассмотрены сценарии использования этого устройства и получены оценки пропускной способности каналов.

Дальнейшее изложение работы устроено следующим образом. В разделе II представлена модель связи с помощью RIS и используемая модель канала, применимая как в закрытых помещениях, так и на открытых пространствах. В разделе III кратко изложены основные этапы моделирования RIS в библиотеке QuaDRiGa, в разделе IV приведены параметры и результаты валидационных экспериментов модели. Наконец, численные результаты представлены в разделе V, работа завершается разделом VI.

II Модель системы с RIS

В данном разделе представляется общая модель канала с RIS в QuaDRiGa при наличии препятствий или отражающих/рассеивающих элементов. Окружающее пространство представляет собой множество рассеивателей электромагнитных волн. Рассеяние сигнала на препятствиях между парами объектов, участвующих в приёме и передаче сигнала, моделируется введением в канал моделей рассеивателей — кластеров. При попадании на кластер, луч сигнала разделяется на множество рассеянных подлучей с различными амплитудами и фазами [28]. Кластерная модель является хорошим приближением рассеяния сигнала на таких реальных объектах как деревья или здания.

Рассмотрим процесс формирования беспроводного канала в QuaDRiGa. На рис. 1 изображена схема канала беспроводной передачи данных с RIS при наличии кластеров в канале. При заданном состоянии кластеров, QuaDRiGa позволяет получить значение комплексного коэффициента передачи канала между парой антенн приемника и передатчика. Если на устройствах установлено несколько антенн, то данный коэффициент является матрицей из коэффициентов передачи. Рассматривая концепцию рассеяния для RIS с N элементами [1, 29], принятый на Rx сигнал без шума в основной полосе частот для системы с несколькими принимающими антеннами на Rx

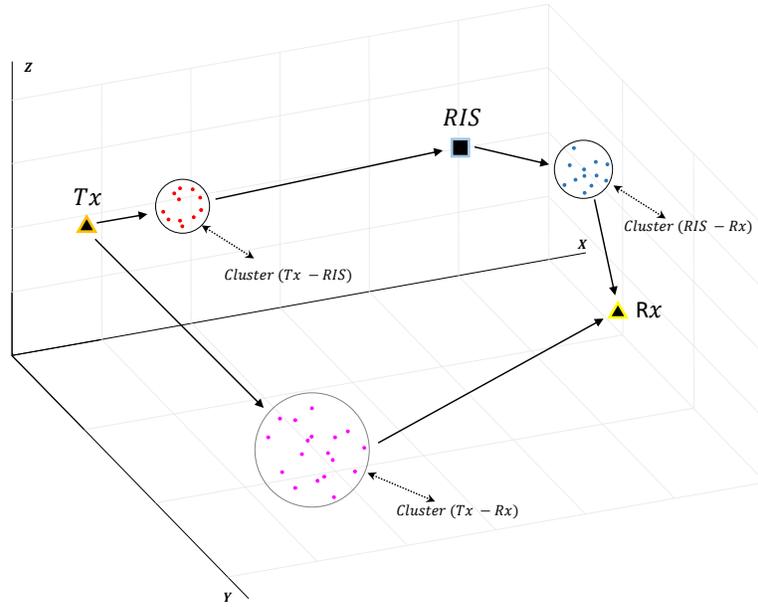


Рис. 1: Рассматриваемое окружение RIS, Tx и Rx со случайным количеством кластеров.

$N_r \geq 1$ и несколькими передающими антеннами на Tx $N_t \geq 1$ может быть выражен в векторной форме

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = (\mathbf{G}^T \mathbf{\Theta} \mathbf{H} + \mathbf{H}_{\text{MIMO}}) \mathbf{x}, \quad (1)$$

где \mathbf{x} — вектор сигнала, излучаемого Tx, \mathbf{y} — вектор сигнала, принимаемого на Rx, \mathbf{C} — общая матрица канала между Tx и Rx, учитывающая прямой канал и канал через RIS, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_r}$ — матрица коэффициентов канала между RIS и Rx, $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ — диагональная матрица отклика элементов RIS, где каждый диагональный элемент определяет усиление сигнала и поворот фазы на соответствующем элементе. $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$ — матрица коэффициентов канала между Tx и RIS, матрица \mathbf{H}_{MIMO} характеризует наличие канала прямой связи между Tx и Rx. Важно понимать, что наличие такого канала не обязательно предполагает реализацию луча прямой видимости между антеннами Tx и Rx. В частном случае SISO (англ.: Single Input Single Output) системы с $N_t = 1$ передающими и $N_r = 1$ принимающими антеннами, матрицы коэффициентов каналов \mathbf{G} и \mathbf{H} являются векторами каналов \mathbf{g} и \mathbf{h} соответственно и имеют размерности $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, где N — число элементов RIS. Матрица канала прямой связи между Tx и Rx является коэффициентом $h_{\text{SISO}} \in \mathbb{C}$. Стоит отметить, что в отличие от канала MIMO без RIS, т.е. при $\mathbf{C} = \mathbf{H}_{\text{MIMO}}$, для которого пропускная способность определяется исключительно матрицей канала \mathbf{H}_{MIMO} , емкость для MIMO-канала с поддержкой RIS, описываемого выражением (1), также зависит от

матрицы отклика RIS Θ , поскольку она влияет на эффективную матрицу канала \mathbf{C} . В данной работе, для простоты понимания используемой модели, на Tx и Rx используется по одной антенне, т.е. $N_r = 1$, $N_t = 1$.

Модель канала (1) может быть использована для оценки пропускной способности системы с поддержкой RIS, работающей в более реалистичной, по сравнению с работой [19], среде с несколькими рассеивателями, для которой учитывается не только LOS, но и NLOS реализация канала. Такая модель не учитывает возможность движения объектов, например, перемещение передатчика или приемника. Однако, благодаря широкому функционалу QuaDRiGa, модель может быть легко модифицирована и под требования нестационарного во времени окружения.

III Модель RIS в QuaDRiGa

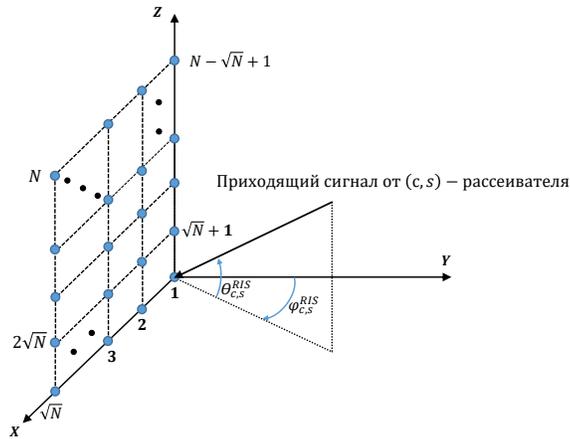


Рис. 2: Модель взаимодействия RIS из N элементов с приходящим сигналом. RIS расположен в плоскости xz .

Опишем общую архитектуру расчета канала при наличии RIS. Аналогично работе [22], представим RIS в виде квадратного решетчатого антенного массива из N излучателей с заданной диаграммой направленности, как изображено на рис. 2. Расположение RIS в пространстве задаётся координатами его геометрического центра в глобальной системе координат и углами поворота RIS как целого объекта относительно координатных осей. Расположение в пространстве антенн приемника Tx и передатчика Rx также задается с помощью координат. Расчет каналов (Tx, Rx), (Tx, RIS) и

(RIS, Rx) производится при общем наборе кластеров для каждой пары объектов: Tx и Rx, Tx и RIS, RIS и Rx, соответственно. Для каждого канала выбирается сценарий его реализации: LOS или NLOS.

RIS является комбинацией принимающего и передающего устройства: для канала (Tx, RIS) она выступает в роли приемника, а для канала (RIS, Rx) — передатчика сигнала. В QuaDRiGa невозможно создать объект, являющийся одновременно приёмником и передатчиком, поэтому в одну и ту же точку пространства помещается две копии антенного массива RIS, одна из которых является приемником, а другая — передатчиком сигнала, приходящего на RIS. Специализированные методы для создания такого двойственного элемента не требуются, поскольку расчет матрицы канала между RIS-передатчиком и RIS-приемником не имеет смысла. Визуализация системы передачи с RIS, состоящей из передатчика и приемника сигнала, изображена на рис. 4.

Рассмотрим подробно диаграмму направленности излучения для модели элемента RIS. В большинстве приложений беспроводной связи пользователи, преимущественно, могут свободно перемещаться в азимутальной плоскости, но не в вертикальном направлении: пользователи двигаются по улицам или этажам зданий. Следовательно, RIS требует высокого уровня гибкости при управлении направлением луча в азимутальной плоскости, тогда как при настройке по вертикали требуется меньшая точность. В связи с этим выбрана представленная далее диаграмма направленности излучения элемента RIS.

Элементы расположены в узлах квадратной решётки на расстоянии $\frac{\lambda}{2}$, где λ — длина волны излучения. Для моделирования диаграммы направленности излучения от элемента RIS рассмотрим широкоиспользуемую диаграмму вида $\sqrt{\gamma} \cos^q$ [30], где γ и q — константы. После нормировки и учета невозможности излучения в полупространство сзади RIS, диаграмма направленности принимает вид

$$G_e(\theta_{c,s}^{\text{RIS}}, \phi_{c,s}^{\text{RIS}}) = G_e(\theta_{c,s}^{\text{RIS}}) = \begin{cases} 2(2q+1) \cos^{2q}(\theta_{c,s}^{\text{RIS}}), & -\frac{\pi}{2} \leq \theta_{c,s}^{\text{RIS}} \leq \frac{\pi}{2} \text{ и } 0 \leq \phi_{c,s}^{\text{RIS}} \leq 2\pi \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (2)$$

где $\theta_{c,s}^{\text{RIS}}$ обозначает угол подъема, под которым подлуч с номером s от кластера c падает на рассматриваемый элемент RIS. Множитель $\gamma = 2(2q+1)$ является нормировочным множителем, который обеспечивает сохранение энергии от элемента RIS, т.е. интеграл от функции $G_e(\theta)$ по замкнутой поверхности, окружающей излучатель, равен 4π стерадиан:

$$\int_{\Omega} G_e(\theta) d\Omega = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi/2} G_e(\theta) d\Omega = 4\pi, \quad (3)$$

где $d\Omega = \sin(\theta) d\theta d\phi$. Следовательно, максимальное усиление антенны равно $10 \log_{10}(2(2q+1))$ дБ. Такая модель представляет собой приближение большей части главного лепестка диаграммы излучения многих антенн [31]. Из

соотношения (2) при $\theta_{c,s}^{\text{RIS}} = 0$ получаем $q = 0.25G_e(0) - 0.5$, где усиление антенны $G_e(0)$ следует из выражения, связывающего его с эффективной площадью элемента $A_e(0)$:

$$G_e(0) = 4\pi \frac{A_e(0)}{\lambda^2}. \quad (4)$$

Учитывая физически занимаемую элементом RIS площадь $A_e(0) = (\lambda/2)^2$, получаем $q = 0.285$, что соответствует усилению на элементе, равному $G_e(0) = \pi$ (5 дБи). Все элементы RIS имеют одинаковую диаграмму направленности, что характерно для RIS с большим числом элементов [19]. Для реализации элемента RIS в QuaDRiGa использовался антенный шаблон «*parametric*» с диаграммой направленности излучения по амплитуде вида

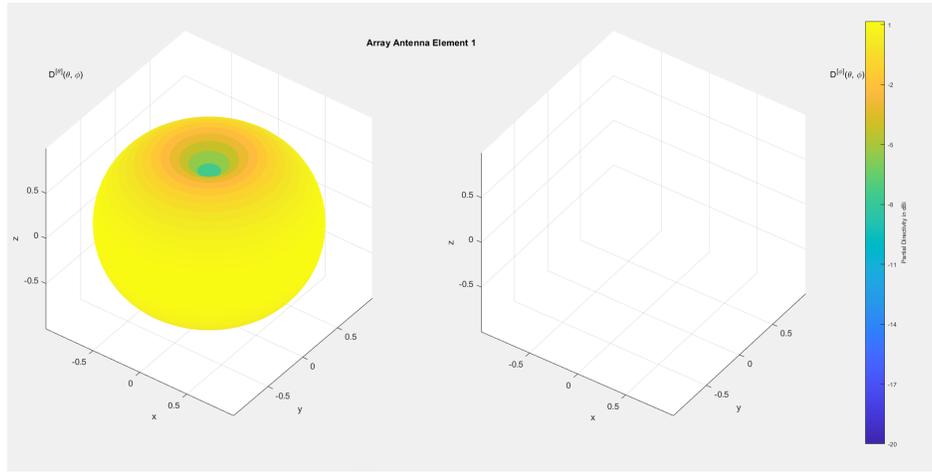


Рис. 3: Диаграмма направленности излучения по амплитуде элемента RIS. Отсутствие рисунка на правой половине означает отсутствие поляризации диаграммы.

$$E = A\sqrt{B + (1 - B) \cdot (\cos \theta)^C} \cdot \exp(-D \cdot \phi^2), \quad (5)$$

где A, B, C, D — коэффициенты, θ и ϕ — углы по азимуту и возвышению относительно излучателя. Сравнивая выражения (2) и (5) с учетом того, что (2) описывает диаграмму направленности излучения по мощности, а (5) по амплитуде, приходим к выражениям для коэффициентов в (5) через коэффициенты в (2): $A = \sqrt{\pi}$, $B = 0$, $C = 4q$, $D = 0$. Антенны на Tx и Rx имеют сферически симметричную диаграмму направленности.

Рассмотрим подробно диагональную матрицу $\Theta = \text{diag}([\alpha_1 e^{j\phi_1} \dots \alpha_N e^{j\phi_N}])$, используемую в выражении (1) и отвечающую за усиление и поворот фазы сигнала, прошедшего на RIS. Основное

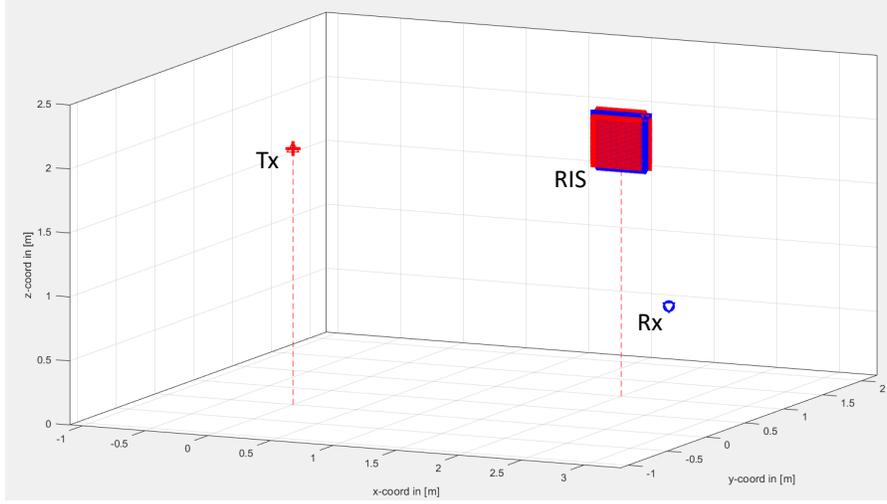


Рис. 4: Пример геометрической конфигурации системы. RIS представлен одновременно приемником и передатчиком сигнала.

преимущество RIS следует из программно-управляемой регулировки фазы ее отражающих элементов, позволяющей оптимизировать желаемые показатели производительности системы (энергоэффективность, мощность передачи или достижимую скорость передачи в канале). Исследователи работали над оптимизацией Θ с ранних работ [32,33] при различных ограничениях и различных целевых функциях: максимизация отношения сигнал-шум (англ. Signal to Noise Ratio, SNR), емкости сети, суммарной скорости канала. Рассматривая принятый сигнал (1) в среде с ненулевым шумом, полученное мгновенное SNR определяется как

$$\rho = \frac{|\mathbf{g}^T \Theta \mathbf{h} + h_{\text{SISO}}|^2 P_t}{P_N}, \quad (6)$$

где P_N обозначает мощность шума, P_t — мощность излучателя Tx. Если предположить, что на RIS известно значение фаз сигналов всех каналов: (Tx, Rx), (Tx, RIS) и (RIS, Rx), то (6) может быть максимизировано путем корректировки фаз сигнала, проходящего через RIS по отношению к фазе сигнала прямого пути между Tx и Rx, т.е. фазе h_{SISO} [16].

Задача формирования луча излучаемого сигнала (англ.: beamforming) и выбора матрицы RIS Θ была исследована в серии работ [34,35]; (работа [36] — обзор существующих методов). В литературе задача конфигурации RIS обычно делится на две непересекающиеся подзадачи: 1) выбор конфигурации для максимизации SNR при наличии полной информации о состоянии канала (англ.: Channel State Information, CSI), т.е. значений коэффициентов или матриц каналов [32,33]; 2) Получение CSI из явных пилотных сигналов [29,37,38]. Последняя задача особенно сложна, поскольку RIS (чаще всего) не имеет каких-либо радиомодулей, что запрещает ему напрямую получать

CSI каналов (Tx, RIS) и (RIS, Rx) с использованием традиционных методов оценки канала на основе пилотных сигналов [39]. Получение полноразмерной CSI требует, чтобы размерность пилотного сигнала росла линейно с увеличением количества элементов RIS [40]. В созданной модели используется упрощенный, в силу использования SISO сценария, алгоритм выбора коэффициентов матрицы Θ , предложенный в [36], который предполагает, что на RIS известны значения матриц каналов из (1).

Идея алгоритма получения оптимальной, с точки зрения максимизации SNR, матрицы Θ заключается в приведении фазы суммы произведений вида $\mathbf{g}_i^T \mathbf{h}_i$, $i = 1 \cdots N$ при помощи фазовых множителей $e^{j\phi_i}$ к фазе слагаемого h_{SISO} . Для этого поворот фаз сигналов на элементах RIS определяется выражением $\phi_i = -\angle \mathbf{g}_i^T - \angle \mathbf{h}_i + \angle h_{SISO}$, где \angle обозначает аргумент комплексного числа, \mathbf{g}_i^T и \mathbf{h}_i — i -е компоненты векторов \mathbf{g} и \mathbf{h} соответственно.

IV Валидация модели

Таблица 1: Параметры валидационных экспериментов

Сценарий	3GPP 38.901 UMi	3GPP 38.901 Indoor
Наличие луча прямой видимости	LOS/NLOS	LOS/NLOS
N_{RIS}	64, 256	64, 256
Частоты	28 ГГц, 73 ГГц	3.7 ГГц, 5.3 ГГц
Координаты	Rx : (0, 0, 3), Tx : (10, 0, 2), RIS : (x, 5, 3), x:[0; 15]	Rx : (0, 0, 3), Tx : (50, 0, 2) RIS : (x, 15, 3), x:[0; 65]
P_t, P_N	5 дБм, -100 дБм	5 дБм, -100 дБм

$$R = \log_2 \left| 1 + \frac{P_t}{P_N} \mathbf{C}(\Theta) \mathbf{C}^H(\Theta) \right| \text{ [бит/сек/Гц]}^4 \quad (7)$$

Оценка пропускной способности канала при заданных матрицах подканалов \mathbf{G} , \mathbf{H} и \mathbf{H}_{MIMO} проводится при помощи выражения (7), где P_t — мощность излучателя Tx, P_N — мощность шума в канале, $\mathbf{C}(\Theta)$ — матрица канала из (1). Наличие аргумента Θ у матрицы \mathbf{C} подчеркивает ключевую роль настройки поворота фаз приходящего сигнала на элементах RIS.

⁴ Выражение (7) записано для подробно исследуемого в работе SISO сценария. В случае MIMO (7) принимает вид $R = \log_2 \left| \mathbf{I}_{N_r} + \frac{1}{P_N} \mathbf{C} \mathbf{Q} \mathbf{C}^H \right|$, где \mathbf{I}_{N_r} - единичная матрица размера N_r , $\mathbf{Q} \triangleq \mathbb{E} [\mathbf{x} \mathbf{x}^H] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$, $\mathbf{Q} \succeq \mathbf{0}$, $\mathbb{E} [\|\mathbf{x}\|^2] \leq P_t$ - ковариационная матрица передаваемого сигнала [36].

Валидация модели RIS основывается на сравнении пропускных способностей каналов при отключении кластеров и эффекте затенения для модели в QuaDRiGa и модели SimRIS. Такая постановка эксперимента позволяет проверить реализованную в QuaDRiGa модель RIS, так как используется лишь сама модель RIS и модель Path Loss. Реализация рассеивания сигнала на кластерах не рассматривается, поскольку различна для SimRIS и QuaDRiGa. Модель Path Loss реализована в SimRIS и QuaDRiGa одинаковым образом в рассматриваемых сценариях.

В работе рассмотрены сценарии Indoor (InH Indoor Office) и Outdoor (UmI Street Canyon) с соответствующими геометрическими расположениями Tx, RIS и Rx при различных количествах элементов RIS и различных частотах. Эксперимент состоял в сравнении пропускных способностей получаемых каналов для модели в QuaDRiGa и SimRIS при перемещении RIS вдоль оси x при зафиксированных координатах Tx и Rx. В эксперименте варьируются такие величины как количество элементов RIS, высота его расположения, центральная частота, наличие LOS между Tx и Rx. На каналах (Tx, RIS) и (RIS, Rx) рассматривался сценарий LOS. Параметры валидационных экспериментов приведены в таблице 1.

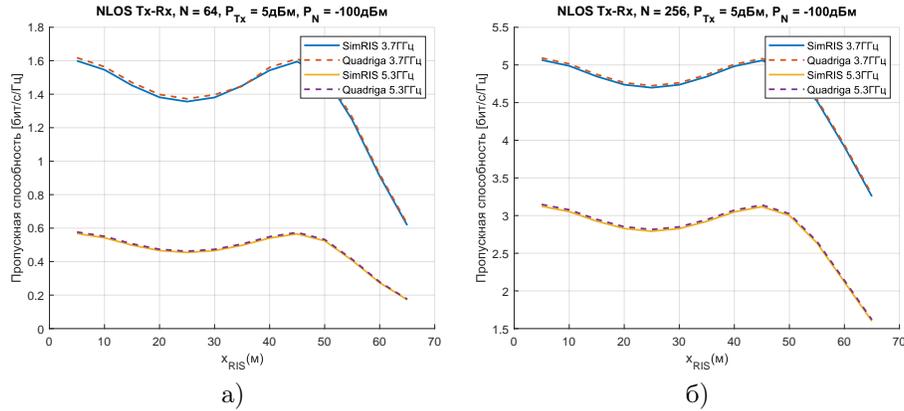


Рис. 5: Сравнение пропускных способностей модели в QuaDRiGa и модели SimRIS в сценарии Outdoor при NLOS - канале между Tx и Rx для разного числа N элементов RIS а) $N = 64$, б) $N = 256$.

На рис. 5 изображено сравнение пропускной способности, достигаемой в канале для модели, созданной в QuaDRiGa и модели SimRIS. Поскольку при данных геометрических расположениях составляющих системы, частотах, количестве элементов RIS в эксперименте с перемещением RIS относительно Tx и Rx графики сходятся для обеих моделей, то можно заключить, что модель RIS, реализованная в QuaDRiGa, корректна, поскольку в свою очередь модель RIS в SimRIS валидирована по экспериментальным данным

[16, 19]. Было проведено множество других экспериментов с другими конфигурациями и положениями антенн. Однако, поскольку они приводят к одному и тому же выводу, демонстрируется только один пример. Незначительное численное расхождение в графиках объясняется различными видами записи выражения для одной и той же модели Path Loss в QuaDRiGa и SimRIS.

V Численные результаты

Таблица 2: Параметры экспериментов

Сценарий	3GPP 38.901 UMi	3GPP 38.901 Indoor
Наличие луча прямой видимости	LOS/NLOS	LOS/NLOS
N_{RIS}	64, 256	64, 256
Частоты	5.3 ГГц, 28 ГГц	5.3 ГГц, 28 ГГц
Координаты	Tx : (38, 48, 1), Rx : (0, 25, 2), RIS : (40, 50, z_{RIS}), $z_{RIS} : \{1.5, 2\}$	Tx : (70, 35, 1), Rx : (0, 25, 2), RIS : (70, 30, z_{RIS}), $z_{RIS} : \{1.5, 2\}$
P_t, P_N	[5, 30] дБм, -100 дБм	[5,30] дБм, -100 дБм

Перейдем к рассмотрению численных результатов. Эксперименты проводятся с учетом отражения сигналов от кластеров (учитывается наличие рассеивателей в канале) и эффекте затенения. В результате эксперимента рассматривается пропускная способность канала при определенных в таблице 2 условиях и изменении мощности излучателя Tx. Для различных экспериментов варьируются такие величины как количество элементов RIS, высота расположения RIS, сценарий, наличие либо отсутствие луча прямой видимости между Tx и Rx. Рассматривается два значения высоты размещения RIS: высота 1.5 м и 2 м. Для соответствующих сценариев и значений высоты расположения RIS получаем, что расстояние от RIS до Rx равно $d_{RIS-Rx} \in \{2.87, 3\}$ м для Outdoor и $d_{RIS-Rx} \in \{7.09, 7.14\}$ м для Indoor.

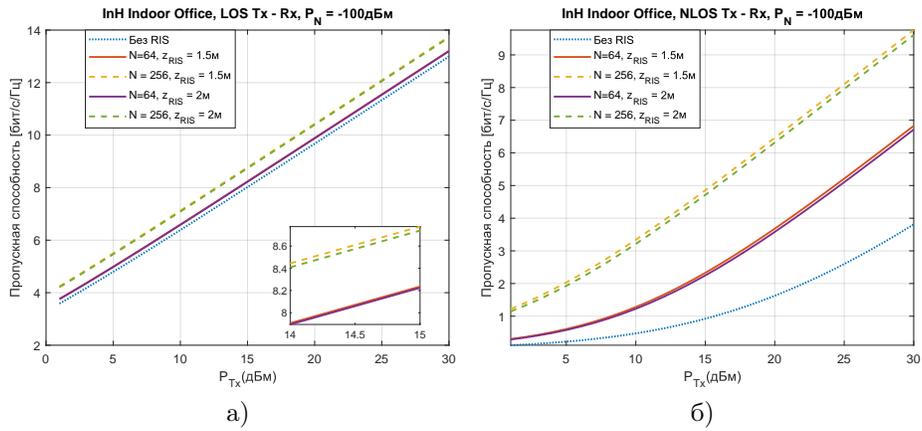


Рис. 6: Сравнение пропускных способностей в сценарии Indoor, 28 ГГц: а) LOS между Tx и Rx, б) NLOS между Tx и Rx.

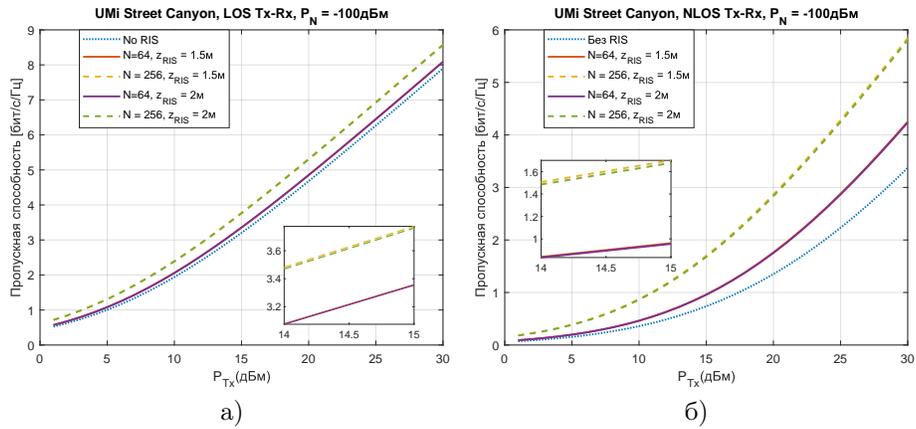


Рис. 7: Сравнение пропускных способностей в сценарии Outdoor, 28 ГГц: а) LOS между Tx и Rx, б) NLOS между Tx и Rx.

На рис. 6, 7 показаны зависимости пропускной способности канала в Indoor и Outdoor сценариях при несущей частоте 28 ГГц и соответствующих расположениях элементов системы. В обоих случаях между Tx и RIS, RIS и Rx есть луч прямой видимости, однако в случае а) между Tx и Rx прямая видимость есть, а в б) - нет, т.е. реализуется NLOS канал. Из графиков видно, что RIS даёт значительный прирост пропускной способности в случае отсутствия луча прямой видимости в канале (Tx, Rx). В случае LOS в канале (Tx, Rx), RIS обеспечивает лишь незначительное улучшение полученного SNR и, соответственно, пропускной способности канала. Причину такого поведения можно объяснить относительно более высоким затухани-

ем в канале с поддержкой RIS по сравнению с каналом (Tx, Rx). Исходя из приведенных графиков, можно заключить, что RIS используется эффективно, когда каналы (Tx, RIS) и (RIS, Rx) имеют лучшие каналные условия в сравнении с каналом (Tx, Rx).

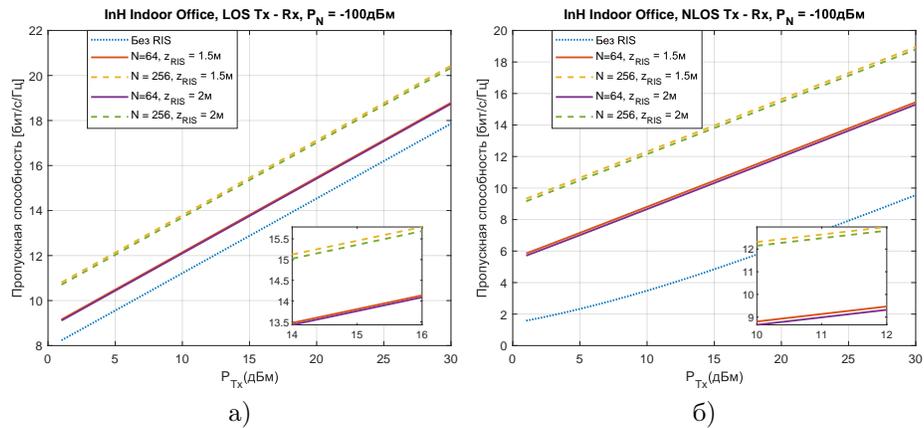


Рис. 8: Сравнение пропускных способностей в сценарии Indoor, 5.3 ГГц: а) LOS между Tx и Rx, б) NLOS между Tx и Rx.

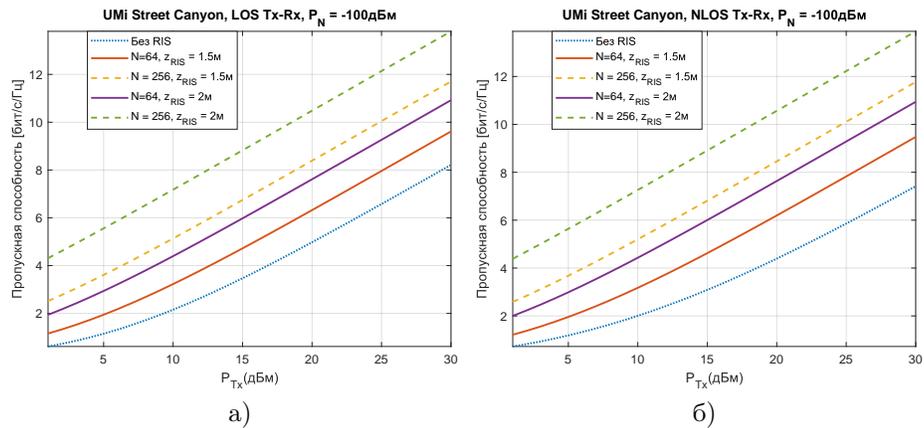


Рис. 9: Сравнение пропускных способностей в сценарии Outdoor, 5.3 ГГц: а) LOS между Tx и Rx, б) NLOS между Tx и Rx.

На рис. 8 и 9 показана зависимость пропускной способности канала в Indoor и Outdoor сценариях при несущей частоте 5.3 ГГц. Аналогично преды-

дущей паре графиков можно заключить, что RIS даёт видимый прирост скорости передачи в случае, если луч прямой видимости отсутствует между Tx и Rx.

VI Заключение

В данной работе разработана модель системы беспроводной передачи данных с использованием реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей на базе платформы имитационного моделирования канала QuaDRiGa. Данная модель позволяет оценить пропускную способность канала с RIS с возможностью широкой настройки геометрического расположения устройств в пространстве, а также при различных сценариях окружения и наборе частот. Используя созданную модель, были получены оценки пропускной способности канала в сценариях Indoor и Outdoor при различных вариантах расположения устройств. Основываясь на приведенной литературе и полученных численных результатах, можно утверждать, что введение в архитектуру сети нового устройства RIS и его конфигурирование (включая расположение и настройку внутренних параметров) позволяет значительно повысить производительность беспроводных сетей. Таким образом, RIS обладает широким потенциалом для применения в существующих беспроводных сетях, а также сотовых сетях шестого поколения.

Список литературы

1. E. Björnson H. Wymeersch B. Matthiesen P. Popovski L. Sanguinetti, de Carvalho E. “Reconfigurable intelligent surfaces: A signal processing perspective with wireless applications”. — 2021.
2. T. J. Cui D. Smith, Liu R. P. “Metamaterials: Theory, Design, and Applications”. — Jan. 2010.
3. T. J. Cui S. Liu, Zhang L. “Information metamaterials and metasurfaces”. — 2017. — Vol. 5, no. 15. — P. 3644–3668.
4. R. A. Shelby D. R. Smith, Schultz S. “Experimental verification of a negative index of refraction”. — 2001. — Vol. 292, no. 5514. — P. 77–79.
5. Y. Liang R. Long Q. Zhang J. Chen H. V. Cheng, Guo H. “Large intelligent surface/antennas (LISA): Making reflective radios smart”. — Jun. 2019. — Vol. 4, no. 2. — P. 40–50.
6. Tsilipakos O. “Toward intelligent metasurfaces: The progress from globally tunable metasurfaces to software-defined metasurfaces with an embedded network of controllers”. — Sep. 2020. — no. 2000783.
7. C. Liaskos S. Nie A. Tsioliaridou A. Pitsillides S. Ioannidis, Akyildiz I. “A novel communication paradigm for high capacity and security via programmable indoor wireless environments in next generation wireless systems”. — May 2019. — Vol. 87. — P. 1–16.
8. Wu Q., Zhang R. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network // IEEE Commun. Mag. — Jan. 2019. — P. 106–112.

9. E. Basar M. D. Renzo J. de Rosny M. Debbah M.-S. Alouini, Zhang R. "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces" // IEEE Access. — Sep. 2019.
10. Basar E. "Reconfigurable intelligent surfaces for Doppler effect and multipath fading mitigation". — Dec. 2019.
11. I. Yildirim A. Uyrus, Basar E. "Modeling and analysis of reconfigurable intelligent surfaces for indoor and outdoor applications in future wireless networks". — Aug. 2020.
12. V. Jamali A. M. Tulino G. Fischer R. Mller, Schober R. "Intelligent reflecting and transmitting surface aided millimeter wave massive MIMO". — Sep. 2019.
13. X. Yang C.-K. Wen, Jin S. "MIMO detection for reconfigurable intelligent surface-assisted millimeter wave systems". — Apr. 2020.
14. E. Björnson Xilong Pei Haifan Yin Li Tan Lin Cao Zhanpeng Li Kai Wang Kun Zhang, Björnson Emil. "RIS-Aided Wireless Communications: Prototyping, Adaptive Beamforming, and Indoor/Outdoor Field Trials". — Jul 2021.
15. Hirokazu Kamoda Toru Iwasaki Jun Tsumochi Takao Kuki. "60-GHz Electrically Reconfigurable Reflectarray Using p-i-n Diode". — July 2009.
16. Basar E. "Transmission through large intelligent surfaces: A new frontier in wireless communications". — June. 2020.
17. O. Ozdogan E. Björnson, Larsson E. G. "Intelligent reflecting surfaces: Physics, propagation, and pathloss modeling". — 2020. — Vol. 9, no. 5. — P. 581–585.
18. J. B. Garcia A. Sibille, Kamoun M. "Reconfigurable intelligent surfaces: Bridging the gap between scattering and reflection". — Dec. 2019.
19. Ellingson S. "Path loss in reconfigurable intelligent surface-enabled channels". — Dec. 2019.
20. et al W. Tang. "Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement". — Nov. 2019.
21. J. Hey H. Wymeersch T. Sanguanpuaky O. Silvenz, Juntti M. "Adaptive beamforming design for mmWave RIS-aided joint localization and communication". — Nov. 2019.
22. Basar E., Yildirim I. SimRIS Channel Simulator for Reconfigurable Intelligent Surface-Empowered mmWave Communication Systems. — 2020. — Nov. — P. 1–6.
23. Basar E., Yildirim I., Kilinc F. Indoor and Outdoor Physical Channel Modeling and Efficient Positioning for Reconfigurable Intelligent Surfaces in mmWave Bands // IEEE Trans. Commun. (Early access). — 2021. — Sep.
24. Basar E., Yildirim I. Reconfigurable Intelligent Surfaces for Future Wireless Networks: A Channel Modeling Perspective // IEEE Wireless Communications. — 2021. — Vol. 28, no. 3. — P. 108–114.
25. Alex Oliveras Martinez Patrick Eggers Elisabeth De Carvalho. "Geometry-Based Stochastic Channel Models for 5G: Extending Key Features for Massive MIMO". — Sep. 2016.
26. "ETSI TR 138 901 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 16.1.0 Release 16)". — Nov. 2020.
27. "QuaDRiGa: A 3-D multi-cell channel model with time evolution for enabling virtual field trials, <https://quadriga-channel-model.de/>". — 2014. — Vol. 62. — P. 3242–3256.
28. I. A. Hemadeh K. Satyanarayana M. El-Hajjar, Hanzo L. "Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget". — 2nd Quart. 2018. — Vol. 20, no. 2. — P. 870–913.
29. Zheng B., Zhang R. "Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: Channel estimation and reflection optimization". — Apr. 2020. — Vol. 9, no. 4. — P. 518–522.

30. P. Nayeri F. Yang, Elsherbeni A. Z. "Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications". — 2018.
31. Balanis C. A. "Antenna Theory Analysis and Design". — 2016.
32. Wu Q., Zhang R. "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming". — Nov. 2019. — P. 5394–5409.
33. C. Huang A. Zappone G. C. Alexandropoulos-M. Debbah, Yuen C. "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication". — Aug. 2019.
34. H. Liu X. Yuan, Zhang Y.-J. A. "Matrix-calibration-based cascaded channel estimation for reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MIMO". — Nov. 2020. — Vol. 38, no. 11. — P. 2621–2636.
35. L. Wei C. Huang G. C. Alexandropoulos, Yuen C. "Parallel Factor Decomposition Channel Estimation in RIS-Assisted Multi-User MISO Communication". — Jun. 2020. — P. 1–5.
36. Q. Wu S. Zhang B. Zheng C. You, Zhang R. "Intelligent reflecting surface aided wireless communications: A tutorial". — 2021. — Vol. 69, no. 5. — P. 3313–3351.
37. A. Taha M. Alrabeiah, Alkhateeb A. "Enabling large intelligent surfaces with compressive sensing and deep learning". — Jun. 2020.
38. Z. Wang L. Liu, Cui S. "Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted multiuser communications: Framework, algorithms, and analysis". — Oct. 2020. — Vol. 19, no. 10. — P. 6607–6620.
39. E. Björnson J. Hoydis, Sanguinetti L. "Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency". — 2017. — Vol. 11, no. 3-4. — P. 154–655.
40. E. Björnson O. Ozdogan, Larsson E. G. "Reconfigurable intelligent surfaces: Three myths and two critical questions". — Dec. 2020. — Vol. 58, no. 12. — P. 90–96.