

Устаревание конфигурации RIS в изменяющемся со временем окружении¹

И.А. Буртаков^{*,**}, А.О. Горбунова^{*,***}, А.А. Куреев^{*,**}, Е.М. Хоров^{*,**}

Email: {burtakov, gorbunova, kureev, khorov}@wireless.iitp.ru

^{*} *Институт проблем передачи информации им. А.А. Харкевича Российской академии наук*

^{**} *Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики»*

^{***} *Московский физико-технический институт*

Поступила в редколлегию 01.11.2023. Принята 14.12.2023

Аннотация—На сегодняшний день реконфигурируемая интеллектуальная поверхность (англ.: Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) является многообещающей технологией, способной повысить пропускную способность и область покрытия беспроводных сетей. Эффективность RIS определяется ее настройкой, которая может быть проведена на основе расположения приемно-передающих устройств в пространстве. На практике используются два основных типа настройки RIS: фокусировка отраженного от RIS сигнала в точке расположения приемника и перенаправление сигнала в сторону приемника. Оба типа настройки RIS устаревают со временем из-за изменения параметров окружающей среды за счет движения приемно-передающих устройств и других объектов в пространстве. В данной работе рассматривается устаревание настроек RIS фокусировкой и перенаправлением в системе со статичными в пространстве приемно-передающими устройствами. В работе показано, что разность соотношения сигнал/шум для двух рассматриваемых типов настроек может достигать 8 дБ и имеет немонотонные особенности, которые можно объяснить, рассматривая ближнее поле RIS.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: Реконфигурируемые Интеллектуальные Поверхности, 5G, MIMO, эволюция канала.

DOI: 10.53921/18195822_2023_23_4_612

1. ВВЕДЕНИЕ

Реконфигурируемая интеллектуальная поверхность (англ.: Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) является многообещающей технологией для повышения производительности беспроводных систем связи. Применение RIS позволяет увеличить мощность полезного сигнала на приемнике, расширить зону покрытия и уменьшить интерференцию от других источников сигнала [1]. RIS представляет собой поверхность, содержащую большое количество пассивных отражающих элементарных ячеек (англ.: Unit Cell, UC), расположение которых имеет периодическую структуру. UC может отражать электромагнитную волну с некоторым фазовым сдвигом. При настройке RIS с помощью некоторого алгоритма, например, максимизирующего мощность сигнала на приемнике, на всех UC задаются определенные значения фазовых сдвигов. Настроенная таким образом RIS при падении на нее электромагнитной волны формирует отраженный луч и влияет на результирующий канал между передатчиком и приемником. В силу своей технической простоты и дешевизны в промышленном производстве, RIS является актуальной и перспективной технологией для внедрения в сети как текущего, так и будущих

¹ Исследование осуществлено в рамках Программы фундаментальных исследований НИУ ВШЭ

поколений. Настроенная правильным образом RIS позволяет также повысить надежность обработки трафика, чувствительного к падениям производительности системы [2], поскольку RIS создает виртуальный канал с линией прямой видимости (англ.: Line Of Sight, LOS) между Tx и Rx, поддерживая тем самым стабильность их соединения. Более того, поскольку затухание сигнала при распространении (англ.: Path Loss) растет с увеличением частоты передачи, создание LOS-канала через RIS является особенно привлекательным в системах миллиметрового и оптического диапазона [3]. Тем не менее, множество работ рассматривает применение RIS и для систем сантиметрового диапазона [4–6]

Одной из главных целей применения RIS является увеличение мощности полезного сигнала от Tx на Rx, для чего используются различные алгоритмы настройки фаз UC. Часть известных алгоритмов использует значения канальных матриц системы для формирования набора фаз UC [7–9]. Эти работы предполагают, что значения канальных матриц известны на RIS или на базовой станции, соединенной с RIS. Из-за своей конструктивной простоты RIS имеет ограниченные возможности получения канальной информации от базовых станций и конечных устройств [10].

Так как пользовательские устройства и объекты окружения перемещаются, характеристики среды меняются. Как и любое другое устройство в беспроводной сети, RIS невозможно перенастраивать в каждый момент времени согласно меняющимся характеристикам канала, и настройка RIS, произведенная в определенный момент, постепенно устаревает. Это приводит к снижению пропускной способности системы, росту задержек и повторным передачам. Таким образом, для получения корректных оценок производительности систем с RIS необходимо исследовать скорость устаревания ее настройки с учетом изменяющегося во времени окружения.

Мобильные сценарии и эволюция каналов в системах с RIS ранее были рассмотрены во многих работах. Однако, как будет описано далее, все они используют модели канала, не позволяющие реалистично моделировать системы с RIS. В работе [11] проведен теоретический анализ и численная оценка влияния устаревания канала и фазового шума на беспроводные системы связи с RIS. Авторами данной работы в качестве модели канала использован канал с Райсовскими замираниями (англ.: Rician Fading) [12]. Эта же модель канала использована в работе [13], где исследуется оценка скорости пользовательского устройства при условии, что его координаты точно известны. Авторами работы [14] исследован алгоритм отслеживания луча, направленного на движущегося пользователя, при этом использована модель канала с Релеевскими замираниями (англ.: Rayleigh Fading) [12]. В работе [15] предложены схемы оценки канала в системе с RIS с мобильным приемником, в статье [16] исследована процедура оценки канала в многопользовательской MIMO-системе с RIS с учетом влияния устаревания канала. В рассмотренных работах [11, 13–16] использованы модели канала с Релеевскими или с Райсовскими замираниями, которые хорошо известны в литературе и просты как в теоретическом, так и в имитационном моделировании.

Однако, обе упомянутые модели канала крайне плохо применимы для реалистичных оценок характеристик систем с RIS. Так, например, в исследовании [17] показано, что беспроводной канал с RIS всегда будет пространственно коррелирован, поэтому не рекомендуется использовать модели канала с Релеевскими или Райсовскими замираниями, которые не учитывают пространственную корреляцию. При использовании этих моделей каналов все собственные значения матриц пространственной корреляции равны и ранги матриц максимальны. Однако в коррелированных каналах ранг может быть меньше, а собственные значения не идентичны, что значительно влияет на результаты моделирования канала с лучом прямой видимости. В противоположность рассмотренным выше работам, в исследованиях [18, 19] представлена более гибкая модель канала с RIS с кластерными линиями задержки (англ.: Geometric Stochas-

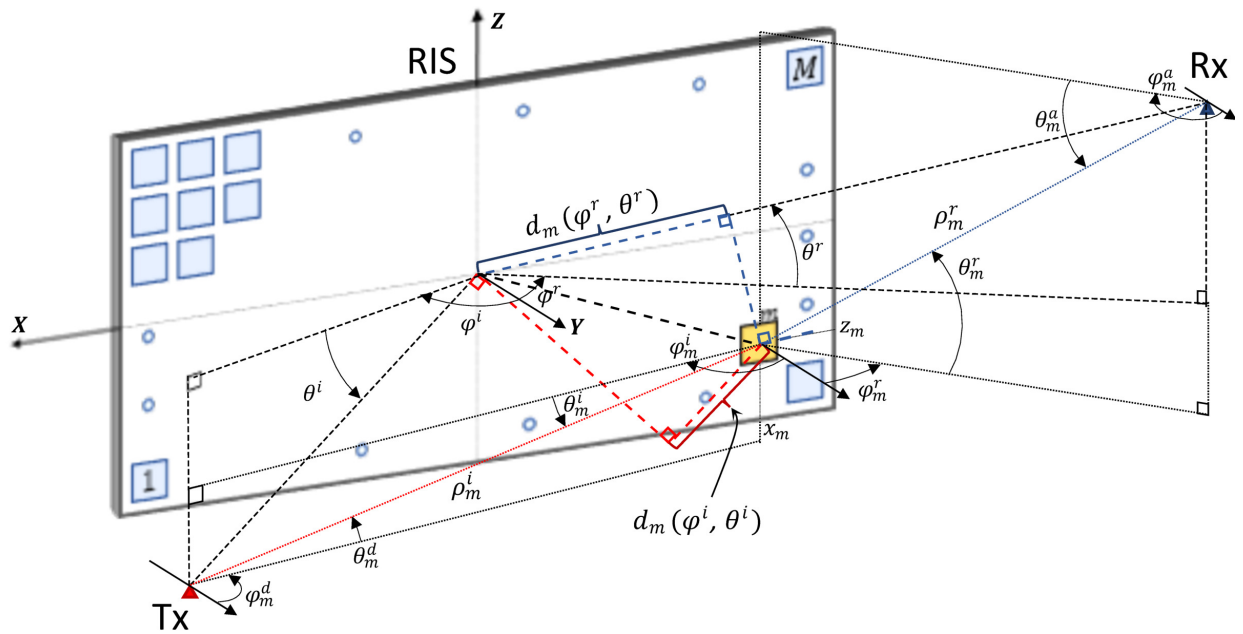


Рис. 1. Геометрия рассматриваемой системы с RIS.

tic Channel Model, GSCM). Однако авторы не исследуют устаревание настроек RIS в рамках разработанной модели канала.

В данной работе впервые изучается влияние таких параметров, как расстояние между устройствами в системе с RIS, период перенастройки и размер RIS, на скорость устаревания настройки RIS, полученной при помощи алгоритмов, использующих информацию о взаимном расположении устройств системы. При получении численных результатов используется платформа моделирования QRIS [18].

Работа устроена следующим образом. В разделе 2 рассматриваются существующие алгоритмы оптимальной настройки RIS и описание используемого в статье алгоритма. В разделе 3 описывается модель системы с RIS и рассматривается способ подсчета канальных матриц. В разделе 4 представлены численные результаты. Раздел 5 завершает работу.

2. АЛГОРИТМЫ НАСТРОЙКИ

В данной работе рассматриваются алгоритмы *фокусировки* и *перенаправления* [10, 20, 21]. Под фокусировкой подразумевается вычисление конфигурации фаз УС с целью увеличения мощности сигнала на приемнике при известных положениях передатчика (Tx) и приемника (Rx). Целью перенаправления также является увеличение мощности сигнала на Rx, но только при известных на RIS направлениях RIS-Tx, RIS-Rx и неизвестном расстоянии от RIS до этих устройств.

Фокусировка

При проведении настройки RIS фокусировкой предполагается, что электромагнитные волны, отраженные от RIS, распространяются в свободном пространстве, и управляющему устройству RIS известен азимутальный угол φ , зенитный угол θ и расстояние ρ до приемника. При проведении настройки RIS перенаправлением предполагается, что ρ не известно.

Для описания работы алгоритмов настройки RIS используем оценку мощности поля в точке расположения Rx. При наличии RIS размером M элементов амплитуда однополяризованной электромагнитной волны имеет вид [22]:

$$E_{\text{Rx}}(\boldsymbol{\alpha}) = \sqrt{Z_0 \frac{P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{UC}}}{8\pi^2}} \sum_{m=1}^M \frac{\sqrt{F_m^e} \beta_m e^{j\alpha_m}}{\rho_m^i \rho_m^r} e^{-jk_0(\rho_m^i + \rho_m^r)} + E_0, \quad (1)$$

где Z_0 – импеданс вакуума, P_{Tx} – мощность излучения Tx, G_{Tx} – усиление антенны Tx, G – усиление каждой UC, A_{UC} – площадь UC, ρ_m^r – расстояние от m -ой UC до Rx, ρ_m^i – расстояние от m -ой UC до Tx (см. рис.1), $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число в вакууме для длины волны λ , β_m и α_m – значения амплитудного коэффициента и фазового сдвига на m -той UC, соответственно, $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \dots, \alpha_M)$, E_0 – поле, формируемое Tx на Rx без участия RIS.

F_m^e – множитель, учитывающий влияние нормированных диаграмм излучения по мощности для Tx, каждой UC и Rx, обозначенные как F^{Tx} , F и F^{Rx} , соответственно, т.е.

$$F_m^e = F^{\text{Tx}}(\varphi_m^d, \theta_m^d) F(\varphi_m^i, \theta_m^i) F(\varphi_m^r, \theta_m^r) F^{\text{Rx}}(\varphi_m^a, \theta_m^a),$$

где φ_m^d, θ_m^d – углы отправления сигнала от Tx, φ_m^i, θ_m^i – углы падения сигнала на m -ую UC, φ_m^r, θ_m^r – углы отражения сигнала от m -ой UC, φ_m^a, θ_m^a – углы прихода сигнала на Rx от m -ой UC.

Все геометрические параметры системы изображены на рис. 1. При настройке предполагается, что Tx и Rx оснащены антеннами с всенаправленной диаграммой направленности излучения, модель диаграммы рассеяния UC также предполагается всенаправленной и $\beta_m = 1$, $m = \overline{1, M}$. Отметим, что данное предположение относится только к алгоритму настройки. При расчете канальных матриц в QRIS каждое из устройств может иметь более реалистичные диаграммы направленности, например, полученные при помощи моделирования в CST Microwave Studio или HFSS [18].

Фокусировка RIS происходит за счет выбора фазы UC, которые являются решением следующей оптимизационной задачи:

$$\begin{aligned} \arg \max_{\hat{\boldsymbol{\alpha}}} & |E_{\text{Rx}}(\hat{\boldsymbol{\alpha}})| \\ \text{s.t.} & \hat{\alpha}_m \in \Omega, \quad m = \overline{1, M}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = (\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_M)$ – дискретные значения фазовых сдвигов на RIS, Ω – множество возможных дискретных фазовых сдвигов UC. В данной работе предполагается, что значение фазовых сдвигов UC может принимать два значения в силу использования в качестве элемента, переключающего фазы UC, PIN-диода [23, 24] с двумя состояниями, поэтому $\Omega = \{0, 1\}$. Стоит отметить, что значения фазовых сдвигов $\{0, \pi\}$ однобитного UC, обеспечивают максимальное значение мощности на Rx. Однако в реальных прототипах RIS эта разница зависит от конструкции RIS, в том числе от используемого защитного покрытия на каждой UC [25].

Для нахождения решения $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^*$ задачи (2) вначале предположим, что фазовые сдвиги на каждой UC являются непрерывными. Тогда непрерывное решение задачи (2) для каждой UC, при котором сигналы от всех UC синфазны на Rx, задается выражением

$$\alpha_m^* = k_0 \rho_m^r + k_0 \rho_m^i + \angle E_0, \quad (3)$$

где $\angle E_0$ – добавочная общая фаза для всех UC, необходимая для обеспечения синфазности поля, сформированного RIS, и поля E_0 . Поскольку $\angle E_0$ на практике не известно, то представим набор фаз UC в виде

$$\boldsymbol{\alpha}(\psi) = (\alpha_1(\psi), \dots, \alpha_m(\psi), \dots, \alpha_M(\psi)), \quad (4)$$

где

$$\alpha_m(\psi) = k_0 \rho_m^r + k_0 \rho_m^i + \psi \quad (5)$$

для всех $\psi \in \Psi = \{\psi_g = \psi_0 + g\Delta\psi \mid g \in \mathcal{G}\} \subset [0, 2\pi)$, где ψ_0 - начальное значение фазы, $\Delta\psi$ - шаг по фазе, $\mathcal{G} \subset \mathbb{N}$. После этого для всех $\psi \in \Psi$, $m = \overline{1, M}$ проведем округление $\alpha_m(\psi)$ до ближайшего по значению элемента из Ω т.е. получим значения

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\psi) = (\hat{\alpha}_1(\psi), \dots, \hat{\alpha}_m(\psi), \dots, \hat{\alpha}_M(\psi)),$$

где

$$\hat{\alpha}_m(\psi) = \arg \min_{\omega \in \Omega} |\alpha_m(\psi) - \omega|, \psi \in \Psi.$$

Поскольку значение ψ , максимизирующее выражение (2), не может быть определено на RIS из геометрической конфигурации системы, то далее выполняется перебор по полученным $\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\psi)$, $\psi \in \Psi$ [26], позволяющий получить приближенное $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^*$, максимизирующее выражение (2). На практике подбор значения ψ производится при помощи обратной связи от Rx или Tx, например, по значениям мощности сигнала на приемнике при заданной конфигурации RIS и значении ψ .

Перенаправление

Перенаправление является частным случаем фокусировки, однако при перенаправлении не учитываются расстояния от каждой УС до Tx и Rx. Поэтому, значения фазовых сдвигов необходимо выразить через известные углы направлений на Tx и Rx. Пусть Rx находится в дальней зоне RIS, т.е. расстояние от RIS до Rx больше чем d_{FD} — расстояние Фраунгофера для антенного массива. Тогда отраженная волна является плоской на Rx и выражение (3) принимает вид

$$\alpha_m^* = k_0 d_m(\varphi^r, \theta^r) + k_0 \rho_m^i + \angle E_0, \quad (6)$$

где $k_0 d_m(\varphi^r, \theta^r)$ — фазовый сдвиг на m -ой УС относительно геометрического центра RIS, $d_m(\varphi^r, \theta^r) = x_m \sin \varphi^r \cos \theta^r + z_m \sin \theta^r$ — оптическая разность хода луча от m -ой УС с координатами x_m, z_m по отношению к геометрическому центру RIS (см. рис.1).

Также падающая на RIS волна является плоской. Для падающей от Tx волны m -я УС имеет оптическую разность хода $d_m(\varphi^i, \theta^i)$ относительно геометрического центра RIS. Пусть $\angle E_c$ — значение фазы падающей на RIS плоской волны в геометрическом центре RIS. Таким образом, значение оптимального непрерывного фазового сдвига m -ой УС принимает вид

$$\alpha_m^* = k_0 d_m(\varphi^r, \theta^r) + k_0 d_m(\varphi^i, \theta^i) + \angle E_c + \angle E_0. \quad (7)$$

Так как величины $\angle E_c$ и $\angle E_0$ не зависят от m , то в сумме они соответствуют общей неизвестной на RIS дополнительной фазе $\angle E_0 + \angle E_c$, ответственной за обеспечение синфазности поля от RIS и поля E_0 . Таким образом, для получения решения $\hat{\boldsymbol{\alpha}}^*$ задачи максимизации поля при перенаправлении можно воспользоваться той же техникой, что использовалась при решении задачи (2), поскольку можно произвести округление фаз по множеству Ω и перебор по общей дополнительной фазе всех УС $\psi \in \Psi$ для нахождения близкого к $\angle E_0 + \angle E_c$ значения ψ .

3. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ С RIS.

При получении численных результатов в данной работе используется платформа моделирования QRIS [18]. Данная платформа основывается на модели канала QuaDRiGa – GSCM-модели канала, которая учитывает временную эволюцию, движение Tx, Rx, эффект Доплера, модель рождения-гибели кластеров, модель дрейфа кластеров [27]. В QuaDRiGa рассеивание сигнала в пространстве моделируется при помощи кластеров. При падении на кластер луч разбивается на несколько подлучей с различными фазами и амплитудами [28], при этом другие параметры подлучей, отраженных от одного кластера, например, задержки, практически не отличаются. Параметры кластера, такие как задержка, углы отклонения и прибытия луча определяются стохастически на основе статистических распределений, полученных из измерений в реальном канале.

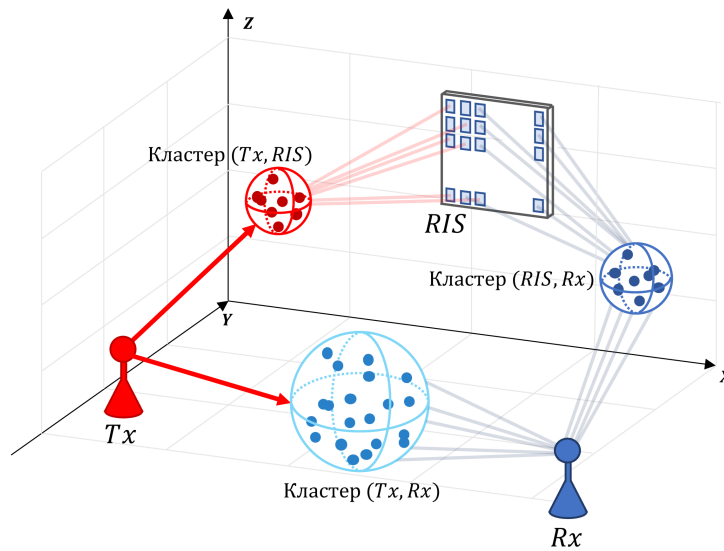


Рис. 2. Рассматриваемая среда Tx, Rx и RIS с произвольным количеством кластеров.

Рассмотрим используемую в данной работе конфигурацию модели канала. Изменения окружения во времени моделируются с помощью доплеровского смещения частоты. В данном подходе параметры кластеров и доплеровские сдвиги для разных кластеров не изменяются во времени, и моделируется только один подлуч на кластер [29].

Рассмотрим системную модель канала с RIS в SISO-системе (англ.: Single Input Single Output) со статичными в пространстве Tx, Rx и RIS, состоящим из M UC. RIS представляется как две копии антенного массива, размещенные в одной и той же точке пространства [30]. Для подканала (Tx, RIS) одна из копий является принимающим устройством, а для подканала (RIS, Rx) — передающим. В связи с этим, чтобы построить модель системы с RIS, отдельно рассматриваются подканалы (Tx, RIS), (RIS, Rx) и (Tx, Rx), см. рис. 2. Каждый из этих подканалов представляется как MIMO-канал (англ.: Multiple Input Multiple Output). Результирующая матрица $\tilde{\mathbf{H}}(t)$ суперпозиции подканала (Tx, Rx) и канала через RIS зависит от матриц подканалов между устройствами и матрицы фазовых сдвигов на элементах RIS Φ :

$$\tilde{\mathbf{H}}(t) = \mathbf{R}(t)\Phi(\tau)\mathbf{T}(t) + \mathbf{H}(t), \quad (8)$$

где $\mathbf{T}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ – вектор из коэффициентов подканала (Tx, RIS), где t – текущее модельное время, $\mathbf{R}(t) \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ – вектор из коэффициентов подканала (RIS, Rx), $\mathbf{H}(t) \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ –

коэффициент подканала (Tx, Rx), $\Phi(\tau) = \text{diag}(e^{j\alpha_1(\tau)}, \dots, e^{j\alpha_M(\tau)})$, где $\tau \leq t$ – время текущей настройки RIS. Матрица Φ получена при помощи одного из алгоритмов настройки, описанных в разделе 2. Так как в общем случае τ не совпадает с t , настройка RIS может не соответствовать текущему состоянию канала и с ростом t при фиксированном τ является устаревающей.

RIS моделируется квадратной антенной решеткой с периодом $\frac{\lambda}{2}$ [31]. Для расчета матриц каналов $\mathbf{T}(t)$ и $\mathbf{R}(t)$ с RIS используется тип UC с диаграммой направленности мощности излучения $G_e(\theta) = 2(2q + 1)\cos^{2q}(\theta)$, $0 \leq \theta \leq \pi$ [32], где $q = 0,285$ – нормирующий коэффициент, который гарантирует, что эффективная апертура UC в направлении нормали к ней равна $(\frac{\lambda}{2})^2$ [33].

4. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

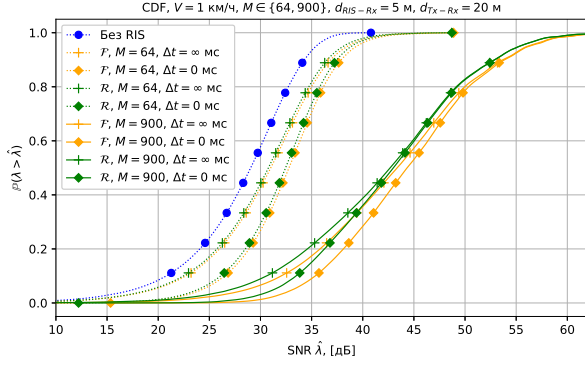
Таблица 1. Наборы координат устройств в рассматриваемых сценариях

	Сценарий I	Сценарий II
Tx	(0 м, -5 м, 2 м)	(0 м, -25 м, 2 м)
Rx	(20 м, -5 м, 2 м)	(100 м, -25 м, 2 м)
RIS	(20 м, 0 м, 2 м)	(100 м, 0 м, 2 м)

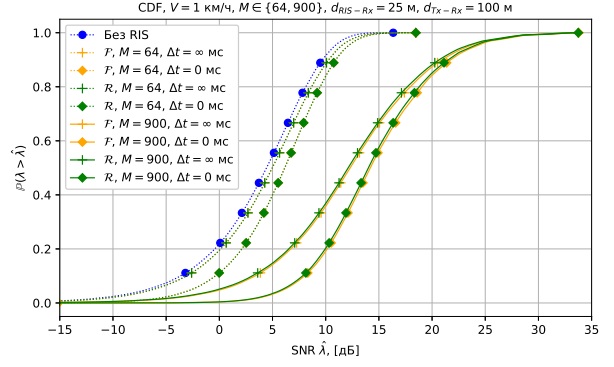
При получении численных результатов предполагается, что отражение сигнала от UC происходит без потерь. Рассматривается число UC $M \in \{64, 100, 256, 400, 900\}$. При моделировании использовались координаты устройств, соответствующие двум наборам, см. табл. 1. Центральная частота во всех рассмотренных сценариях равна 5,3 ГГц. При получении всех численных результатов Tx и Rx оснащались всенаправленными антеннами с мощностью передачи $P_t = 30$ дБм, мощность шума предполагается равной $\sigma^2 = -85$ дБм. Рассматриваемый сценарий окружения – 3GPP Urban Micro (UMi) со скоростью движения среды $V = 1$ км/ч. В подканалах (Tx, RIS) и (RIS, Rx) поддерживается прямая видимость, в то время как подканал (Tx, Rx) является NLOS (англ.: Non Line Of Sight). Соответственно сценарию UMi, для подканала (Tx, Rx) значение Райсовского K -фактора составляет $K_{\text{NLOS}}^{\text{UMi}} = -100$ дБ, а для подканалов (Tx, RIS) и (RIS, Rx) $K_{\text{LOS}}^{\text{UMi}} = 9$ дБ. Для получения статистически значимых результатов производилось 1000 запусков моделирования со случайной генерацией кластеров согласно распределению в сценарии UMi и равновероятным направлением скорости кластеров в плоскости Oxy. Время одного моделирования 5000 мс с дискретизацией отсчетов по времени 1 мс. В качестве метрики оценки производительности используется функция распределения (англ.: Cumulative Distribution Function, CDF) для отношения сигнал/шум (англ.: Signal to Noise Ratio, SNR) в канале с RIS. В первую очередь рассмотрим влияние периода перенастройки RIS и относительных расстояний между устройствами в системе на распределение достигаемых SNR. Переход CDF из области низких значений в область высоких значений SNR означает повышение среднего SNR в системе. Кроме этого, переход CDF к более вертикальному положению означает снижение степени разброса SNR.

На рис. 3 (а) и 3 (б) изображены CDF для $\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\|\tilde{\mathbf{H}}\|_2^2 P_t}{\sigma^2} \right)$ в канале $\tilde{\mathbf{H}}$ с RIS и в подканале \mathbf{H} без RIS (Tx-Rx), при использовании алгоритмов фокусировки (\mathcal{F}) и перенаправления (\mathcal{R}), для разного числа UC M и периодов перенастройки Δt . Рассмотрим переход величины периода перенастройки RIS от $\Delta t = \infty$ мс (единственная перенастройка в начале моделирования) к $\Delta t = 0$ мс (перенастройка в каждый дискретный момент времени) при заданном числе UC и алгоритме настройки RIS.

Из рис. 3 (а) для сценария I видно, что для обоих алгоритмов настройки и обоих значений M переход между $\Delta t = \infty$ и $\Delta t = 0$ повышает SNR на ≈ 3 дБ в области его низких значений. При

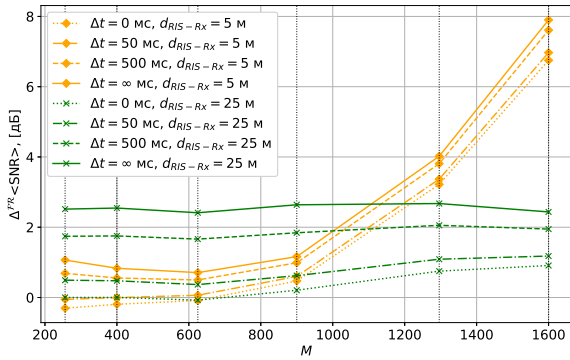


(a)

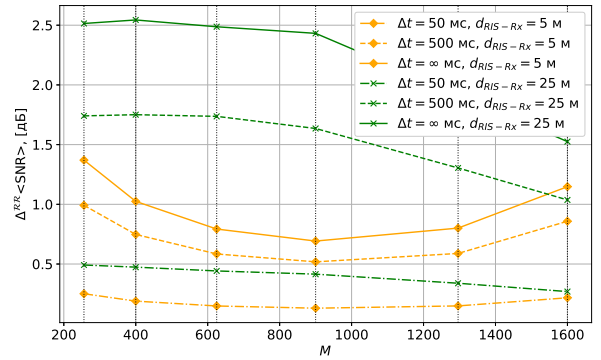


(б)

Рис. 3. CDF SNR (а) сценарий I, (б) сценарий II для различных Δt .



(a)



(б)

Рис. 4. Разность средних SNR между (а) фокусировкой с $\Delta t = 0$ мс и перенаправлением с различным Δt , (б) перенаправлением с $\Delta t = 0$ мс и перенаправлением с различным Δt .

высоких значениях SNR разница между кривыми для $\Delta t = 0$ и $\Delta t = \infty$ становится исчезающе малой. Отсутствие разницы между кривыми, превышающей 3 дБ, для разных Δt связано с тем, что RIS создает медленно меняющийся во времени виртуальный LOS-канал между Tx и Rx и устраняет разность фаз между различными компонентами прямой видимости за счет дополнительных фазовых сдвигов на UC.

Явное различие в ≈ 3 дБ между кривыми, соответствующими алгоритмам фокусировки и перенаправления, наблюдается только на рис. 3 (а) для $M = 900$, что вызвано большей фокусирующей способностью RIS с $M = 900$ по сравнению с RIS с $M = 64$. На рис. 3 (б) для сценария II кривые для разных алгоритмов настройки совпадают, поскольку расстояние между RIS и Rx в этом сценарии является достаточно большим, чтобы алгоритм фокусировки работал аналогично алгоритму перенаправления для обоих значений M .

Рассмотрим детальнее влияние числа UC и положения RIS на SNR при использовании алгоритмов фокусировки и перенаправления с периодом $\Delta t = \tau$. Рассмотрим SNR, усредненный по случайным реализациям, т.е.

$$\langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t = \tau}^{\mathcal{F}} = \hat{\mathbb{E}} [\text{SNR}^{\mathcal{F}} | \Delta t = \tau],$$

$$\langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t = \tau}^{\mathcal{R}} = \hat{\mathbb{E}} [\text{SNR}^{\mathcal{R}} | \Delta t = \tau].$$

На рис. 4 (а) изображены зависимости разности среднего SNR для фокусировки с $\Delta t = 0$ мс и перенаправления с различными Δt , т.е.

$$\Delta^{\mathcal{FR}} \langle \text{SNR} \rangle = \langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t=0}^{\mathcal{F}} - \langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t=\tau}^{\mathcal{R}},$$

$\tau \in \{0 \text{ мс}, 50 \text{ мс}, 500 \text{ мс}, \infty\}$ для различных расстояний между RIS и Rx. Из данного графика видно, что при увеличении числа УС для $d_{\text{RIS-Rx}} = 5$ м рассматриваемая разница растет и достигает 8 дБ для $M = 1600$, поскольку в таком случае $d_{\text{RIS-Rx}}$ достигает характерного размера RIS по порядку величины. Так как рассматривается сценарий UMi с характерными расстояниями более 5 м и для $d_{\text{RIS-Rx}} = 25$ м разница средних SNR не превышает 3 дБ, то далее рассмотрим устаревание настройки RIS, полученной при использовании алгоритма перенаправления.

На рис. 4 (б) изображена зависимость

$$\Delta^{\mathcal{RR}} \langle \text{SNR} \rangle = \langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t=0}^{\mathcal{R}} - \langle \text{SNR} \rangle_{\Delta t=\tau}^{\mathcal{R}},$$

$\tau \in \{50 \text{ мс}, 500 \text{ мс}, \infty\}$ для различных расстояний $d_{\text{RIS-Rx}}$. Из данного графика видно, что для $d_{\text{RIS-Rx}} = 25$ м с ростом M рассматриваемая разница убывает, что связано с растущей стабильностью LOS-подканалов (Tx, RIS) и (RIS, Rx) при увеличении размера RIS. Для $d_{\text{RIS-Rx}} = 5$ м снижение разницы средних SNR наблюдается до $M = 1296$, однако, при $M = 1600$ размер RIS по порядку величины достигает $d_{\text{RIS-Rx}}$ и в силу начинают вступать эффекты ближнего поля. Краевые элементы RIS становятся некоррелированными по фазе с центральными элементами, что приводит к деструктивной интерференции полей от разных элементов RIS на Rx. Тем не менее, значения SNR не превышают 3 дБ для всех значений M и Δt , что позволяет производить настройку с очень большим периодом Δt вплоть до единственной перенастройки в начальный момент времени. Таким образом, $\Delta^{\mathcal{RR}} \langle \text{SNR} \rangle$ имеет немонотонные особенности поведения при изменении M , что связано с эффектами работы RIS в ближнем поле. Значение $\Delta^{\mathcal{FR}} \langle \text{SNR} \rangle$ достигает 8 дБ при большом размере RIS, что не позволяет пренебречь использованием алгоритма фокусировки для достижения максимальной производительности системы с RIS.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе исследовано влияние расстояний между устройствами, количества УС и периода перенастройки RIS на скорость устаревания настроек RIS, полученных при помощи алгоритмов фокусировки и перенаправления. Для получения канальных матриц использована платформа моделирования QRIS со статичными устройствами и эволюционирующими во времени параметрами кластеров. В работе показано, что различия между алгоритмами фокусировки и перенаправления проявляются при размере RIS порядка расстояния между RIS и Rx. При использовании перенаправления увеличение периода перенастройки незначительно влияет на характеристики системы вследствие крайне стабильного во времени виртуального LOS-канала между Tx и Rx через RIS. В работе показано, что основным фактором, влияющим на производительность системы с RIS в сценарии с мобильным окружением и статичными устройствами, является число УС. В будущих работах планируется изучить влияние устаревания настроек RIS в сценариях с мобильностью пользователей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ETSI GR RIS, “Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS); Use Cases, Deployment Scenarios and Requirements,” V1.1.1, April 2023

2. Khorov E. et al. Boosting TCP & QUIC Performance in mmWave, Terahertz, and Lightwave Wireless Networks: A Survey //IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2023.
3. Khorov E., Levitsky I. Current status and challenges of Li-Fi: IEEE 802.11 bb //IEEE Communications Standards Magazine. – 2022. – T. 6. – №. 2. – C. 35-41.
4. Ren S. et al. Configuring intelligent reflecting surface with performance guarantees: Blind beamforming //IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2022.
5. Arun V., Balakrishnan H. RFocus: Beamforming using thousands of passive antennas //17th USENIX symposium on networked systems design and implementation (NSDI 20). – 2020. – C. 1047-1061.
6. Chen Y. et al. Reconfigurable intelligent surface (RIS)-aided vehicular networks: Their protocols, resource allocation, and performance //IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2022. – T. 17. – №. 2. – C. 26-36.
7. Albanese A. et al. MARISA: A self-configuring metasurfaces absorption and reflection solution towards 6G // Conference on Computer Communications. – IEEE, 2022. – C. 250-259.
8. Wu Q., Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: Joint active and passive beamforming design //2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). – IEEE, 2018. – C. 1-6.
9. Cai W. et al. Practical modeling and beamforming for intelligent reflecting surface aided wideband systems //IEEE Communications Letters. – 2020. – T. 24. – №. 7. – C. 1568-1571.
10. Sayanskiy A. et al. A 2D-programmable and scalable reconfigurable intelligent surface remotely controlled via digital infrared code //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2022. – T. 71. – №. 1. – C. 570-580.
11. Jiang W., Schotten H. D. Performance impact of channel aging and phase noise on intelligent reflecting surface //IEEE Communications Letters. – 2022. – T. 27. – №. 1. – C. 347-351.
12. Xiao C., Zheng Y. R., Beaulieu N. C. Statistical simulation models for Rayleigh and Rician fading //IEEE International Conference on Communications, 2003. ICC'03. – IEEE, 2003. – T. 5. – C. 3524-3529.
13. Xie L., Yu X., Song S. Intelligent reflecting surface-aided maneuvering target sensing: True velocity estimation //2022 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). – IEEE, 2022. – C. 1-6.
14. Tian X., Sun Z. Fast beam tracking for reconfigurable intelligent surface assisted mobile mmWave networks //arXiv preprint arXiv:2102.11414. – 2021.
15. Mao Z., Peng M., Liu X. Channel estimation for reconfigurable intelligent surface assisted wireless communication systems in mobility scenarios //China Communications. – 2021. – T. 18. – №. 3. – C. 29-38.
16. Zhang Y. et al. Performance analysis of reconfigurable intelligent surface assisted systems under channel aging //Intelligent and Converged Networks. – 2022. – T. 3. – №. 1. – C. 74-85.
17. Björnson E., Sanguinetti L. Rayleigh fading modeling and channel hardening for reconfigurable intelligent surfaces //IEEE Wireless Communications Letters. – 2020. – T. 10. – №. 4. – C. 830-834.
18. Burtakov I., Tyarin A., Kureev A., Khorov E. QRIS: a QuaDRiGa-based simulation platform for reconfigurable intelligent surfaces //IEEE Access. – 2023.
19. Sun Y. et al. A 3D non-stationary channel model for 6G wireless systems employing intelligent reflecting surfaces with practical phase shifts //IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. – 2021. – T. 7. – №. 2. – C. 496-510.
20. Fara R. et al. A prototype of reconfigurable intelligent surface with continuous control of the reflection phase //IEEE Wireless Communications. – 2022. – T. 29. – №. 1. – C. 70-77.
21. Yurduseven O., Assimonis S. D., Matthaiou M. Intelligent reflecting surfaces with spatial modulation: An electromagnetic perspective //IEEE Open Journal of the Communications Society. – 2020. – T. 1. – C. 1256-1266.

22. Matsuno H. et al. Practical Evaluation Method of Large Size IRS: Synthesis of Reflection Pattern of Sub-IRS //IEEE Access. – 2023.
23. Tyarin A. S., Kureev A. A., Khorov E. M. Study of the Characteristics of Reconfigurable Intelligent Surfaces with Imperfect Unit Cells. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2022, vol. 67, no. Suppl 1, pp. S159-S166. (Тярин А.С., Куреев А.А., Хоров Е.М. Исследование характеристик реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей с неидеальными элементарными ячейками. Информационные процессы, Том 22, №3, 2022, стр. 210–219.)
24. Tyarin A. S., Kureev A. A., Khorov E. M. Fundamentals of Design and Operation of Reconfigurable Intelligent Surfaces. Submitted to *Journal of Communications Technology and Electronics* (Тярин А.С., Куреев А.А., Хоров Е.М. Базовые принципы построения и работы реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей. Подана в Информационные процессы)
25. Tyarin A. S., Tronin S. S., Kureev A. A., Khorov E. M. The Influence of Protective Coating on the Characteristics of a Reconfigurable Intelligent Surface. Submitted to *Journal of Communications Technology and Electronics*. (Тярин А.С., Тронин С.С., Куреев А.А., Хоров Е.М. Влияние защитного покрытия реконфигурируемой интеллектуальной поверхности на ее характеристики. Подана в Информационные процессы.)
26. Yang X., Wen C. K., Jin S. MIMO detection for reconfigurable intelligent surface-assisted millimeter wave systems //IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2020. – Т. 38. – №. 8. – С. 1777-1792.
27. Jaeckel S. et al. F. Burkhardt, E. Eberlein, “QuaDRiGa-Quasi Deterministic Radio Channel Generator,” User Manual and Documentation. – Tech. Rep. v2. 2.0, Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2019.
28. Hemadeh I. A. et al. Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget //IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2017. – Т. 20. – №. 2. – С. 870-913.
29. Endovitskiy E., Kureev A., Khorov E. Reducing computational complexity for the 3GPP TR 38.901 MIMO channel model //IEEE Wireless Communications Letters. – 2022. – Т. 11. – №. 6. – С. 1133-1136.
30. Basar E., Yildirim I. SimRIS channel simulator for reconfigurable intelligent surface-empowered communication systems //2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM). – IEEE, 2020. – С. 1-6.
31. Dunna M. et al. ScatterMIMO: Enabling virtual MIMO with smart surfaces //Proceedings of the 26th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. – 2020. – С. 1-14.
32. Nayeri P., Yang F., Elsherbeni A. Z. Reflectarray antennas: theory, designs, and applications. – 2018.
33. Ellingson S. W. Path loss in reconfigurable intelligent surface-enabled channels //2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). – IEEE, 2021. – С. 829-835.

RIS Configuration Aging in Time-varying Environment

I.A. Burtakov, A.O. Gorbunova, A.A. Kureev, E.M. Khorov

Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) is a promising technology that can increase the capacity and coverage of wireless networks. The effectiveness of RIS is determined by its configuration, which can be made based on the information about location of the transceiver devices. In practice, there are two main types of RIS configurations: focusing the signal reflected from the RIS at the receiver location and redirecting the signal towards the receiver. Both types of RIS configuration become outdated in time due to changes in environmental parameters caused by movement of transceiver devices and other objects in space. This paper examines outdated of RIS configurations made by focusing and redirection procedure in a system with spatially static transceiver devices. Paper shows that the difference in signal-to-noise ratio for the two types

of configurations can reach up to 8 dB and has non-monotonic features that can be explained by considering the near-field region of RIS.

KEYWORDS: RIS, 5G, MIMO, channel aging.