ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО

ПО ТЕХНИЧЕСКОМУ РЕГУЛИРОВАНИЮ И МЕТРОЛОГИИ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ СТАНДАРТ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ГОСТ Р 72111.2— 2025

РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ

Часть 2

Модели и оценка каналов радиосвязи

Издание официальное

Москва
Российский институт стандартизации
2025

gost.e-ecolog.ru

Предисловие

1 РАЗРАБОТАН Автономной некоммерческой организацией «Научно-технический центр информатики» (АНО «НТЦИ»)

2 ВНЕСЕН Техническим комитетом по стандартизации ТК 480 «Связь»

3 УТВЕРЖДЕН И ВВЕДЕН В ДЕЙСТВИЕ Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 14 августа 2025 г. № 890-ст

4 ВВЕДЕН ВПЕРВЫЕ

*Правила применения настоящего стандарта установлены в статье 26 Федерального закона от 29 июня 2015 г. № 162-ФЗ «О стандартизации в Российской Федерации». Информация об изменениях к настоящему стандарту публикуется в ежегодном (по состоянию на 1 января текущего года) информационном указателе «Национальные стандарты», а официальный текст изменений и поправок — в ежемесячном информационном указателе «Национальные стандарты». В случае пересмотра (замены) или отмены настоящего стандарта соответствующее уведомление будет опубликовано в ближайшем выпуске ежемесячного информационного указателя «Национальные стандарты». Соответствующая информация, уведомление и тексты размещаются также в информационной системе общего пользования — на официальном сайте Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии в сети Интернет (*gost.e-ecolog.ru

© Оформление. ФГБУ «Институт стандартизации», 2025

Настоящий стандарт не может быть полностью или частично воспроизведен, тиражирован и распространен в качестве официального издания без разрешения Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии

Содержание

1 Область применения 1
2 Нормативные ссылки 1
3 Термины, определения и сокращения 2
4 Модели каналов 3
5 Оценка каналов 17

НАЦИОНАЛЬНЫЙ СТАНДАРТ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ПОВЕРХНОСТИ

Часть 2

Модели и оценка каналов радиосвязи

Reconfigurable intelligent surfaces. Part 2. Models and evaluation of radio communication channels

Дата введения — 2026—01—01

1 Область применения

Настоящий стандарт распространяется на реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS) и устанавливает модели и оценку каналов в беспроводных сетях радиосвязи с RIS.

В настоящем стандарте установлены модели каналов, учитывающие эффекты потерь на распространение радиолучей, потери на многолучевое распространение, а также влияние интерференции в различных диапазонах частот, а также требования к оценке каналов, методы оценки каналов и приведены рекомендации по построению беспроводных радиосетей на основе оценки каналов.

Варианты развертывания и сценарии использования RIS — в соответствии с ГОСТ Р 72111.1.

Настоящий стандарт следует применять при разработке, изготовлении и эксплуатации RIS, а также при разработке, проектировании и эксплуатации беспроводных радиосетей и их программного обеспечения.

2 Нормативные ссылки

В настоящем стандарте использованы нормативные ссылки на следующие стандарты:

ГОСТ Р 52210 Телевидение вещательное цифровое. Термины и определения

ГОСТ Р 53731 Качество услуг связи. Термины и определения

ГОСТ Р 53801 Связь федеральная. Термины и определения

ГОСТ Р 72111.1 Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности. Часть 1. Варианты развертывания и сценарии использования

Примечание — При пользовании настоящим стандартом целесообразно проверить действие ссылочных стандартов в информационной системе общего пользования — на официальном сайте Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии в сети Интернет или по ежегодному информационному указателю «Национальные стандарты», который опубликован по состоянию на 1 января текущего года, и по выпускам ежемесячного информационного указателя «Национальные стандарты» за текущий год. Если заменен ссылочный стандарт, на который дана недатированная ссылка, то рекомендуется использовать действующую версию этого стандарта с учетом всех внесенных в данную версию изменений. Если заменен ссылочный стандарт, на который дана датированная ссылка, то рекомендуется использовать версию этого стандарта с указанным выше годом утверждения (принятия). Если после утверждения настоящего стандарта в ссылочный стандарт, на который дана датированная ссылка, внесено изменение, затрагивающее положение, на которое дана ссылка, то это положение рекомендуется применять без учета данного изменения. Если ссылочный стандарт отменен без замены, то положение, в котором дана ссылка на него, рекомендуется применять в части, не затрагивающей эту ссылку.

Издание официальное

3 Термины, определения и сокращения

3.1 Термины и определения

В настоящем стандарте применены термины по ГОСТ Р 52210, ГОСТ Р 53731 и ГОСТ Р 53801, а также следующие термины с соответствующими определениями:

3.1.1

реконфигурируемая интеллектуальная поверхность; RIS: Программируемая поверхностная структура, используемая для управления отражением, преломлением, фокусировкой, коллимацией, модуляцией, поглощением электромагнитных волн путем изменения электрических и магнитных свойств поверхности.

[ГОСТ Р 72111.1—2025, пункт 3.1.1]

3.1.2 **активная реконфигурируемая интеллектуальная поверхность;** активная RIS: RIS, в которую встроены энергоемкие радиочастотные схемы и последовательные блоки обработки сигналов.

3.1.3 **пассивная реконфигурируемая интеллектуальная поверхность;** пассивная RIS: RIS, действующая как пассивное металлическое зеркало или волновой коллектор, которую можно запрограммировать на изменение падающего электромагнитного поля по своему усмотрению.

Примечание — По сравнению с активными RIS пассивные RIS, ка правило, состоят из недорогих и практически пассивных элементов, не требующих выделенных источников питания. Их схемы и встроенные датчики могут питаться от модулей сбора энергии, что потенциально делает их по-настоящему энергетически нейтральными.

3.1.4

пилот-сигналы (pilots): Служебные несущие в составе кадра OFDM, предназначенные для кадровой синхронизации, частотной синхронизации, временной синхронизации, оценивания канала, идентификации режима передачи и компенсации фазового шума.

[ГОСТ Р 55694—2013, пункт 3.24]

3.2 Сокращения

В настоящем стандарте применены следующие сокращения:

БС — базовая станция;

ВЧ-цепь — высокочастотная цепь;

BLER — коэффициент ошибок блоков (block error rate);

CDS — когерентная схема демодуляции (coherent demodulation scheme);

CSI — информация о состоянии канала (channel status information);

DL — направление радиосигнала от БС к абоненту (downlink);

FR — диапазон частот (frequency range);

InF — модель канала «фабрика в помещении» (indoor factory);

InH — модель канала «точка доступа в помещении» (indoor hotspot);

LOS — зона прямой видимости (line of sight);

MIMO — «множественный вход, множественный выход» — метод пространственно-временного кодирования с множеством антенн на передачу и множеством антенн на прием (multiple input, multiple output);

MU — мобильный пользователь (mobile user);

NCDS — некогерентная схема демодуляции (non-coherent demodulation scheme);

NLOS — линия непрямой видимости (non-line of sight);

NR — технология радиодоступа сетей пятого поколения мобильной связи 5G (new radio);

OFDM — многочастотная схема модуляции с ортогональным частотным распределением несущих в полосе канала вещания (orthogonal frequency-division multiplex-ing);

RIS — реконфигурируемая интеллектуальная поверхность (Reconfigurable intelligent surfaces);

SINR — отношение сигнал/шум и интерференция (signal interference and noise ratio);

SNR — отношение сигнал/шум (signal to noise ratio);

TRP — точка приема и передачи данных (transmission and reception point);

UE — пользовательское (абонентское) оборудование (user equipment);

UL — направление радиосигнала от абонента к БС (uplink);

Uma — модель канала «городской макро», в которой БС расположены выше уровня крыш окружающих зданий (urban macro);

Umi — модель канала «городской микро», в которой БС расположены ниже уровня крыш окружающих зданий (urban micro);

3GPP — партнерский проект по системам третьего поколения (3-rd Generation Partnership Project);

5G — пятое поколение беспроводных систем связи.

4 Модели каналов

4.1 Назначение и общие принципы моделирования каналов

Модели каналов предназначены:

- для осуществления анализа структурных элементов RIS для их использования в радиосетях и учета помех;
- использования модели связи для оценки производительности радиосети и формирования эффективной RIS.

При моделировании каналов учитывают диапазоны частот и ширину полосы RIS, а также компромисс между сложностью и точностью. Например, если при моделировании каналов на основе трассировки радиосигналов рассматривают только одиночное отражение, то модель становится проще, но при этом ухудшается точность. Для расчета и моделирования более точной модели с отражением более высокого порядка требуется значительный период времени. Настоящий стандарт распространяется на модели, в которых учитывают одно отражение между приемником и передатчиком от одной RIS, и модели каскадных каналов.

4.2 Модели каналов для различных сценариев использования реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей

Модели каналов различных сценариев использования RIS, которые применяют для моделирования каждого участка канала (т. е. БС-RIS, RIS-UE и т. д.), приведены в таблице 1.

Таблица 1 — Модели каналов, применяемые в сценариях использования RIS

Сценарий использования в условиях города	Модель канала БС-UE	Модель канала БС-RIS	Модель канала RIS-UE	Модель канала RIS-RIS
Минимизация потерь при нахождении UE в помещении	Uma/Umi	Uma/Umi	InH/InF	Uma/ Umi/InH/InF
RIS, управляемые UE	Uma/Umi	Uma/Umi	LOS	—
RIS в непосредственной близости от БС	Uma/Umi	LOS	Uma/Umi	Umi
Расширенное покрытие	Uma/Umi	Uma/Umi	Uma/Umi	Uma/Umi
В помещении	InH/InF	InH/InF/LOS	InH/InF/LOS	InH/InF

4.3 Модели каналов с потерями при распространении радиосигнала

4.3.1 Модели каналов с потерями при распространении

4.3.1.1 Модель каскадного канала с потерями при распространении радиосигнала

Потери при распространении радиосигнала в свободном пространстве в каскадном канале (БС-RIS-UE) PL вычисляют по формуле, действительной для дальнего и ближнего полей (при этом предполагается, что RIS имеет $M \cdot N$ элементов)

$$PL = \frac{64\pi^3}{G_t G_r G d_x d_y \lambda^2} \cdot \frac{1}{\left| \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \frac{\sqrt{F_{n,m}}\,\Gamma_{n,m}}{r^t_{n,m} r^r_{n,m}} e^{\frac{-j2\pi\left(r^t_{n,m}+r^r_{n,m}\right)}{\lambda}} \right|^2}, \quad (1)$$

где G_t и G_r — коэффициенты усиления передающей и приемной антенны соответственно;

G — коэффициент усиления рассеяния одного элемента RIS;

d_x и d_y — ширина и длина каждого элемента RIS соответственно;

$r^t_{n,m}$ и $r^r_{n,m}$ — расстояния от каждого элемента RIS до передатчика и приемника;

$F_{n,m}$ — объединенная диаграмма направленности излучения мощности передатчика, приемника и RIS;

$\Gamma_{n,m}$ — коэффициент отражения каждого элемента RIS;

λ — длина волны несущей частоты.

Коэффициент усиления рассеяния одного элемента RIS G вычисляют по формуле

$$G = \frac{4\pi d_x d_y}{\lambda^2}. \tag{2}$$

4.3.1.2 Модель канала в ближнем поле с потерями при распространении радиосигнала

В ближнем поле влияние различных элементов RIS моделируют независимо от расстояний и фазовых сдвигов.

Для передатчика и приемника, которые находятся в ближнем поле RIS, при моделировании потерь на распространение радиосигнала используют две различные диаграммы отражения RIS. Если коэффициенты отражения RIS настроены на передачу сигналов в заданном направлении, то потери при распространении радиосигнала в модели канала в ближнем поле PL_{nf} вычисляют по формуле

$$PL_{nf} = \frac{1}{G_t G_r}\left[\frac{4\pi\left(d_t + d_r\right)}{\lambda A}\right]^2, \tag{3}$$

где A — максимальный коэффициент усиления элемента RIS;

d_t и d_r — расстояние между передатчиком и центром RIS.

Если оптимальные коэффициенты отражения RIS сконфигурированы для фокусировки сигнала в приемнике, то потери при распространении радиосигнала в модели канала в ближнем поле PL вычисляют по формуле (при этом предполагается, что RIS имеет $M \cdot N$ элементов)

$$PL = \frac{64\pi^3}{G_t G_r G d_x d_y \lambda^2 A^2 \left|\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{F_{n,m}}}{r^t_{n,m} r^r_{n,m}}\right|^2}. \tag{4}$$

4.3.1.3 Модель канала в дальнем поле с потерями при распространении радиосигнала

Если передатчик находится в дальней зоне от приемника, то сферическая волна, генерируемая передатчиком, аппроксимируется плоской волной на стороне приемника, при этом различные элементы RIS моделируют в едином объекте, а фазы — отдельно. Границы дальнего и ближнего полей определяют как расстояние Фраунгофера. В модели канала в дальнем поле, когда сигналы, отраженные всеми элементами RIS, выровнены по фазе для увеличения мощности принимаемого радиосигнала, потери при распространении радиосигнала PL вычисляют по формуле (при этом предполагается, что RIS имеет $M \cdot N$ элементов)

$$PL = \frac{64\pi^3\left(d_t d_r\right)^2}{G_t G_r G\left(MN\right)^2 d_x d_y \lambda^2 F\left(\theta_t, \varphi_t\right) F\left(\theta_r, \varphi_r\right) A^2}, \tag{5}$$

где $F(\theta_t, \varphi_t)$ — нормализованная диаграмма направленности каждого элемента RIS в направлении передатчика, где θ_t и φ_t представляют угол места и азимутальный угол в направлении от центра RIS к передатчику;

$F(\theta_r, \varphi_r)$ — нормализованная диаграмма направленности в направлении приемника, где θ_t и φ_t представляют угол места и азимутальный угол в направлении от центра RIS к приемнику.

Переменная A одинаковая для всех элементов RIS.

4.4 Эмпирические модели каналов

Используют две эмпирические модели каналов распространения радиосигнала. В первой модели измеряют параметры каналов без использования RIS. Во второй модели RIS развертывают в среде распространения радиосигнала и измеряют параметры каналов между приемником и передатчиком. Для сравнения этих моделей выделяют дополнительный параметр воздействия RIS и вводят расширенную модель канала 3GPP, учитывающую RIS. Модель канала 3GPP 5G NR используют для учета потерь на распространение радиосигнала в качестве базовой модели без применения RIS. На втором этапе RIS разворачивают внутри и снаружи помещений и учитывают дополнительный компонент, относящийся к воздействию RIS на модель канала.

Модель канала между передатчиком и приемником при отсутствии RIS $L^{T-R}(f)$ вычисляют по формуле

$$L^{T-R}(f) = -20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) - 10l\left(1+\eta\left(\frac{f-f_0}{f_0}\right)\right)\log_{10}(d) - X_\sigma, \tag{6}$$

где $d \approx b + c$ — расстояние по прямой между передатчиком и приемником;

b и c — расстояния между передатчиком и центром RIS и центром RIS и приемником соответственно.

Модель канала между передатчиком и приемником при наличии RIS L_{eq}^{T-R} вычисляют по формуле

$$L_{eq}^{T-R} = L^{T-R} + L_{ref}^{\text{RIS}} + g\left(f_0, l_{eq}, \eta_{eq}, b, c\right), \tag{7}$$

где L_{ref}^{RIS} — потери на отражение RIS, которые должны быть известны при измерении;

$g(f_0, l_{eq}, \eta_{eq}, b, c)$ вычисляют по формуле

$$g\left(f_0, l_{eq}, \eta_{eq}, b, c\right) = 10l_{eq}\left(1+\eta_{eq}\left(\frac{f-f_0}{f_0}\right)\right)\log_{10}(b+c). \tag{8}$$

Для оценки влияния RIS на параметры радиосетей сначала измеряют параметры каналов приемопередатчика при отсутствии RIS. Затем развертывают RIS и измерения повторяют. Сравнительные результаты потерь при распространении радиосигнала для направленных рупорных и гибридных антенн на передатчике и всенаправленных антенн на приемнике приведены в таблицах 2 и 3 соответственно.

Таблица 2 — Параметры потерь при распространении радиосигнала для направленных рупорных и гибридных антенн на передатчике

Параметр потерь	InH в помещении (NLOS)	UMi вне помещения (NLOS)
l	2,15	2,20
σ	6,68 дБ	6,81 дБ
η	0,01	0,01
l_{eq}	1,7	1,6
η_{eq}	0,01	0,01

Таблица 3 — Параметры потерь на распространение радиосигнала для всенаправленных антенн на приемнике

Параметр	InH в помещении (NLOS)	UMi вне помещения (NLOS)
l	2,31	2,28
σ	6,79 дБ	6,91 дБ
η	0,01	0,01
l_{eq}	1,78	1,70
η_{eq}	0,01	0,01

4.5 Многолучевые модели каналов

4.5.1 Модели каналов для сред с высоким рассеянием в диапазоне суб-6 ГГц

В диапазоне суб-6 ГГц многолучевое распространение моделируют с использованием стохастических моделей, учитывающих рассеивающую (т. е. изотропную) среду. Канал замирания каждого скачка моделируют с использованием коррелированных моделей замирания Рэлея или Райса. В модели замирания Рэлея коэффициенты векторов каналов являются комплексными гауссовыми случайными величинами со средним значением 0 и ковариационной матрицей $d_x d_y \mu R$, где $d_x d_y$ — размер элемента RIS, а μ — среднее затухание интенсивности. Элемент (n, m) пространственной корреляционной матрицы R вычисляют по формуле

$$[R]_{n,m} = \operatorname{sinc}\left(\frac{\|u_n - u_m\|}{\lambda}\right), \tag{9}$$

где u_n — местоположение n-го элемента RIS.

Модели замирания Райса подразделяют на мультипликативные и аддитивные.

Мультипликативные модели учитывают в линиях между передатчиком и RIS, между RIS и приемником. Мультипликативную модель сквозного канала H вычисляют по формуле

$$\mathrm{H} = \mathrm{H}_{\mathrm{DIR}} + \mathrm{H}_{\mathrm{INDIR}}, \tag{10}$$

где $\mathrm{H}_{\mathrm{DIR}}$ — прямой канал;

$\mathrm{H}_{\mathrm{INDIR}}$ — непрямой канал, в котором учитывают влияние RIS и вычисляют по формуле

$$\mathrm{H}_{\mathrm{INDIR}} = \sqrt{\beta_{\mathrm{INDIR}}^{-1}}\,\mathrm{H}_2 F(\theta)\mathrm{H}_1, \tag{11}$$

где H_1 — матрица канала от передатчика до RIS;

H_2 — матрица канала от RIS до приемника;

F — диаграмма, моделирующая отклик RIS.

Предполагается, что оба канала H_1 и H_2 следуют распределению Райса, которое включает в себя пространственную корреляцию.

В аддитивных моделях многолучевое распространение от окружающих рассеивателей учитывают путем использования RIS как дополнительных рассеивателей с цифровым управлением, при этом эффекты рассеяния второго порядка игнорируют. Аддитивную модель канала H с использованием RIS вычисляют по формуле

$$\mathrm{H} = \mathrm{H}_{\mathrm{DIR}}^{\mathrm{FS}} + \mathrm{H}_{\mathrm{INDIR}}^{\mathrm{FS}} + \mathrm{H}^{\mathrm{MPC}}, \tag{12}$$

где $\mathrm{H}_{\mathrm{DIR}}^{\mathrm{FS}}$ — многолучевое распространение радиосигнала в свободном пространстве;

$\mathrm{H}_{\mathrm{INDIR}}^{\mathrm{FS}}$ — многолучевое распространение радиосигнала в свободном пространстве, отраженного RIS;

$\mathrm{H}^{\mathrm{MPC}}$ — многолучевое распространение радиосигнала, которое можно смоделировать с помощью стандартных моделей каналов.

4.5.2 Кластерные модели каналов для сред с высоким рассеянием в диапазоне суб-6 ГГц

Многолучевой канал RIS моделируют с использованием кластерного метода. В сценарии дальнего поля, в котором каналы БС-RIS и RIS-UE используют кластеры C (каждый кластер содержит S лучей), кластерную модель канала h вычисляют по формуле

$$h = \sum_{c=1}^{C}\sum_{s=1}^{S}\sqrt{\frac{P_c}{S}}\sqrt{\frac{G_e\left(\theta_{c,s},\varphi_{c,s}\right)}{P_L}}e^{j\Phi_{c,s}}\alpha\left(\theta_{c,s},\varphi_{c,s}\right), \tag{13}$$

где $\alpha(\theta_{c,s}, \varphi_{c,s})$ — вектор отклика решетки RIS для угла азимута $\varphi_{c,s}$ и угла места $\theta_{c,s}$;

G_e — диаграмма направленности антенного элемента RIS;

P_c — мощность каждого кластера;

P_L — компонент потерь распространения радиосигнала;

$\Phi_{c,s}$ — случайная фаза каждого радиолуча (c, s).

Путь первого кластера рассматривают как путь LOS, и компонент мощности LOS добавляют к P_c. В сценарии ближнего поля моделируют каналы LOS. Канал БС-UE моделируют аналогично каналу в дальнем поле без учета углов излучения и приема. Кластерную модель канала h^{BU} вычисляют по формуле

$$h^{BU} = \sum_{c=1}^{C}\sum_{s=1}^{S}\sqrt{\frac{P_c}{S}}\sqrt{\frac{1}{P_L}}e^{j\Phi_{c,s}}. \tag{14}$$

4.5.3 Кластерные модели каналов для сред с высоким рассеянием в высокочастотных диапазонах

Если RIS расположена достаточно далеко от БС/UE, то кластеры и радиолучи для путей каналов БС-RIS, RIS-UE и БС-UE моделируют отдельно. Если RIS расположена близко к UE, то кластеры и радиолучи моделируют для каналов БС-RIS. Если каналы БС-RIS и RIS-UE применяют кластеры C (каждый кластер содержит S радиолучей), то модель канала h вычисляют по формуле

$$h = \gamma\sum_{c=1}^{C}\sum_{s=1}^{S_c}\beta_{c,s}\sqrt{G_e\left(\theta_{c,s},\varphi_{c,s}\right)L}\,\alpha\left(\theta_{c,s},\varphi_{c,s}\right) + h_{\mathrm{LOS}}, \tag{15}$$

где γ — коэффициент нормализации;

$\beta_{c,s}$ — комплексное усиление гауссовского распределенного пути;

L — потери при распространении радиосигнала.

Компонент канала LOS h_{LOS} вычисляют по формуле

$$h_{\mathrm{LOS}} = e^{j\eta}\sqrt{G_e\left(\theta_{\mathrm{LOS}},\varphi_{\mathrm{LOS}}\right)L}\,\alpha\left(\theta_{\mathrm{LOS}},\varphi_{\mathrm{LOS}}\right), \tag{16}$$

где η — случайный фазовый член.

Траектория канала БС-UE может быть смоделирована аналогичным образом, без учета углов излучения. Кластерную модель канала h^{BU} вычисляют по формуле

$$h^{BU} = \sum_{c=1}^{C}\sum_{s=1}^{S_c}\beta_{c,s}e^{j\eta}\sqrt{L} + h_{\mathrm{LOS}}^{BU}. \tag{17}$$

В качестве общей модели кластерных каналов используют модель Салеха-Валенсуэлы.

4.6 Модели каналов многомодовых переизлучений

В зависимости от конфигурации RIS может переизлучать несколько радиосигналов падающего электромагнитного излучения. Переизлученные рассеянные сигналы в беспроводной связи считают

помехами (нежелательными эффектами). Модель канала с указанными свойствами Γ(*x*′, *y*′) вычисляют по формуле

$$\Gamma(x',y') = \sum_n \Gamma_n = R\sum_n \sqrt{m_n} A_{m_n}(x',y') \exp\left(jX_{m_n}(x',y')\right), \tag{18}$$

где m_n — мощность сигнала рассеянной *n*-й моды;

A_{m_n} и X_{m_n} — коэффициенты, которые определяют фазовую модуляцию для каждой рассеянной моды.

Если рассеянные волны являются плоскими волнами, то A_{m_n} является постоянным членом, который одинаков для каждого элемента RIS.

На основе этой многомодовой модели переизлучений рассеянное электромагнитное излучение $E_n(P)$ вычисляют по формуле

$$E_n(P) = \iint_{S_{\text{RIS}}} j\frac{e^{-jkr''}}{\lambda r''}\left[\hat{\mathrm{r}}'' \cdot \left(\eta\hat{\mathrm{n}} \cdot \mathrm{H_a}(x',y')\right) \cdot \hat{\mathrm{r}}''\right] dS + \iint_{S_{\text{RIS}}} j\frac{e^{-jkr''}}{\lambda r''}\left[\hat{\mathrm{r}}'' \cdot \left(\mathrm{E_a}(x',y')\right) \cdot \hat{\mathrm{n}}\right] dS, \tag{19}$$

где

$$\mathrm{E_a}(P') = -\frac{1-\Gamma(P')}{2}\mathrm{E}_{i\tau}(P'), \tag{20}$$

$$\mathrm{H_a}(P') = \frac{1+\Gamma(P')}{2}\mathrm{H}_{i\tau}(P'), \tag{21}$$

при этом

$$\mathrm{E}_{i\tau}(P') = \hat{\mathrm{n}} \cdot \left(\mathrm{E}_i(P') \cdot \hat{\mathrm{n}}\right), \tag{22}$$

$$\mathrm{H}_{i\tau}(P') = \hat{\mathrm{n}} \cdot \left(\mathrm{H}_i(P') \cdot \hat{\mathrm{n}}\right), \tag{23}$$

где E_i и H_i — падающие электрические и магнитные поля.

Схема многомодового переизлучения приведена на рисунке 1.

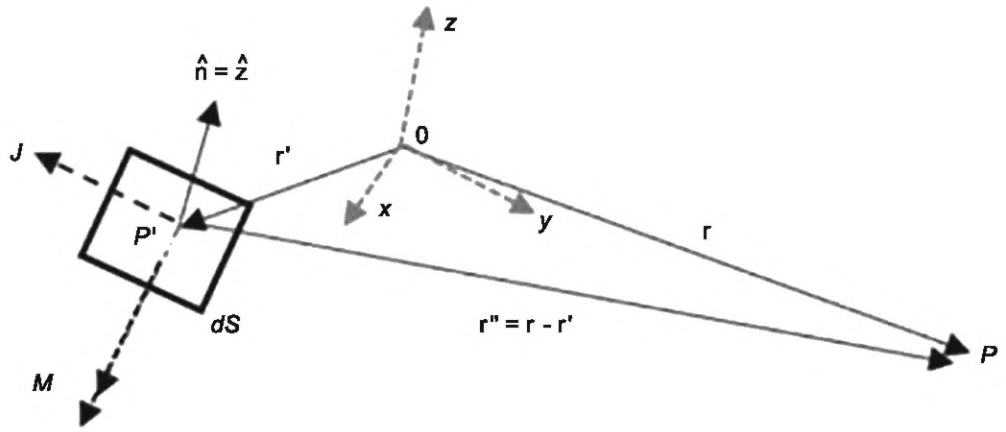


Рисунок 1 — Схема многомодового переизлучения

4.7 Модели каналов интерференции и нежелательных переизлучений

4.7.1 Возникновение интерференции и нежелательных переизлучений

4.7.1.1 Общие положения

При использовании RIS интерференция (помеха) создается:

- самой RIS из-за ее внутренней структуры;
- другими RIS в радиосети;
- одной операторской RIS;
- несколькими беспроводными сетями связи разных операторов;
- при прослушивании для обеспечения безопасности радиосвязи.

4.7.1.2 Помехи от внутриполосных переизлучений

В беспроводных сетях без RIS возникают внутриполосные помехи следующих типов:

- многопользовательские помехи;
- многосотовые помехи.

Внедрение RIS в беспроводную сеть влияет на канал распространения радиосигнала между передатчиком и его целевым приемником. В настоящем подразделе описано распространение помех в канале с RIS.

На рисунке 2 показана связь между передатчиком и целевым приемником, а также искусственные каналы распространения помех в беспроводной сети с RIS.

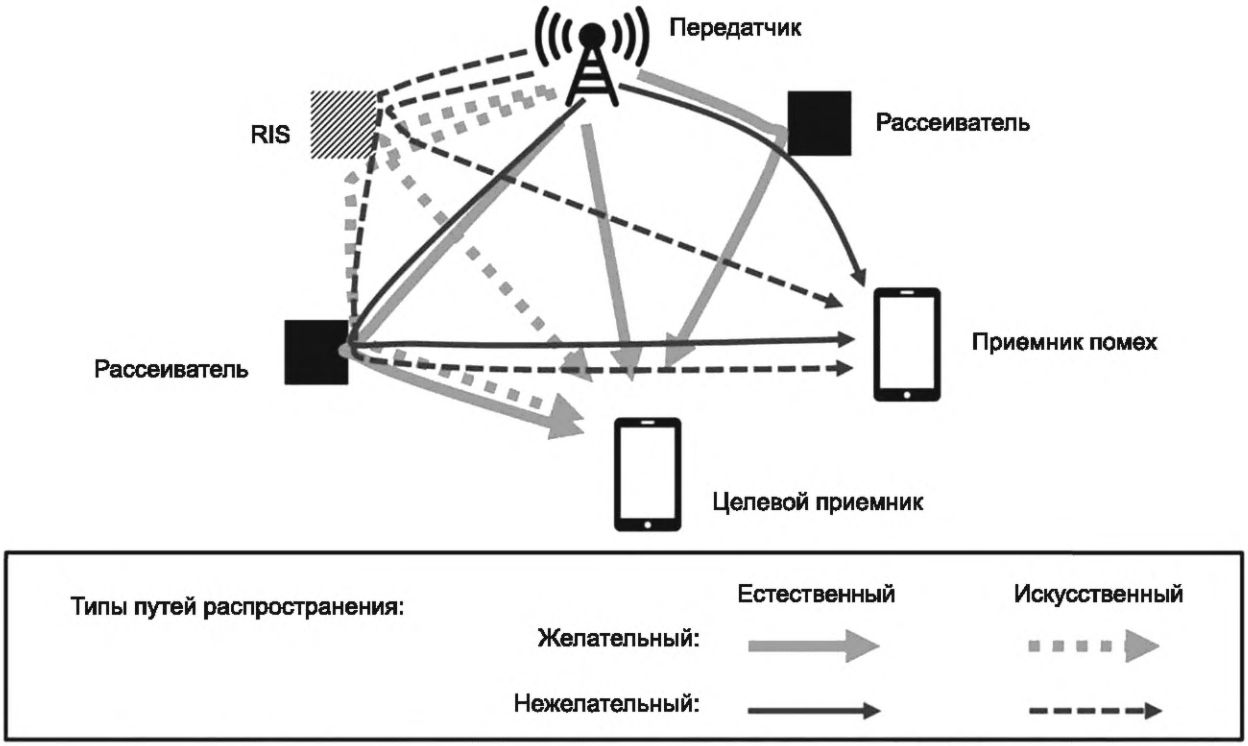


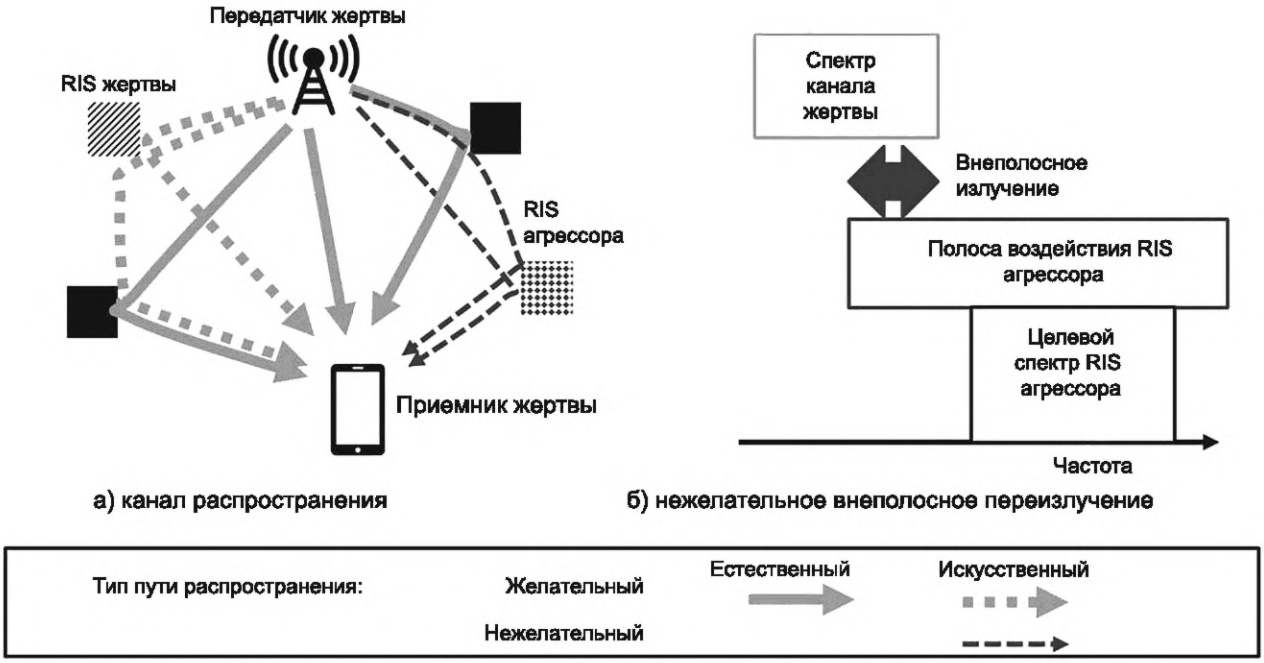
Рисунок 2 — Связь между передатчиком и целевым приемником, а также искусственные каналы распространения помех в беспроводной сети с RIS

На рисунке 2 показан приемник помех, расположенный между передатчиком и целевым приемником. Данный сценарий описывает многопользовательскую передачу в беспроводной сети связи, когда передатчик одновременно обслуживает два приемника (в многопользовательской конфигурации), при этом RIS настроена на целевой приемник для защиты от пользовательских помех. Такой же сценарий может произойти в многосотовой конфигурации беспроводной сети связи, когда рассматриваемый передатчик обслуживает целевой приемник, а приемник с помехами обслуживается другим передатчиком (не представленном на рисунке 2), который находится в зоне покрытия (как правило, на границе) первого передатчика. В этих сценариях рассмотрены только нежелательные переизлучения, образуемые от RIS внутри ее полосы частот.

Рисунок 2 иллюстрирует сценарий, в котором RIS настроена на обслуживание целевого приемника и создает несколько дополнительных временных искусственных каналов распространения радиосигнала между передатчиком и приемником с помехами. Эти каналы потенциально могут вызывать внутриполосные переизлучения радиосигнала, которые предназначены только для целевого приемника, а не для приемника с помехами. RIS добавляет в общую помеху, принятую приемником с помехами, помехи от боковых лепестков отраженного радиолуча RIS. В зависимости от степени участия RIS в радиосети влияние RIS может иметь нежелательное воздействие, если RIS добавляет помеху к общей помехе из-за естественных каналов распространения радиосигналов между передатчиком и приемником с помехами, или желаемое воздействие, когда RIS уменьшает общую помеху между передатчиком и приемником с помехами, т. е. накладывается ограничение на нежелательный путь распространения радиосигнала. На практике это может быть односкачковый канал (от передатчика к приемнику через один элемент RIS) или многоскачковый канал (т. е. проходящий через один элемент RIS и один или несколько рассеивателей).

4.7.1.3 Нежелательные переизлучения (неожидаемые/нерегулярные/прерывистые во времени внеполосные переизлучения)

На рисунке 3 показаны искусственные каналы распространения помех в беспроводных сетях связи, в которых использована RIS агрессора.



а) канал распространения

б) нежелательное внеполосное переизлучение

Рисунок 3 — Искусственные каналы распространения помех в беспроводных сетях связи, в которых использована RIS агрессора

На рисунке 3 а) приведен пример беспроводной сети связи (жертвы), в которой приемник и передатчик жертвы подвергаются атаке со стороны злоумышленника (агрессора), использующего для этих целей RIS, не контролируемую жертвой.

На рисунке 3 б) показана схема нежелательного внеполосного переизлучения, на котором приведены только нежелательные переизлучения вне полосы RIS агрессора.

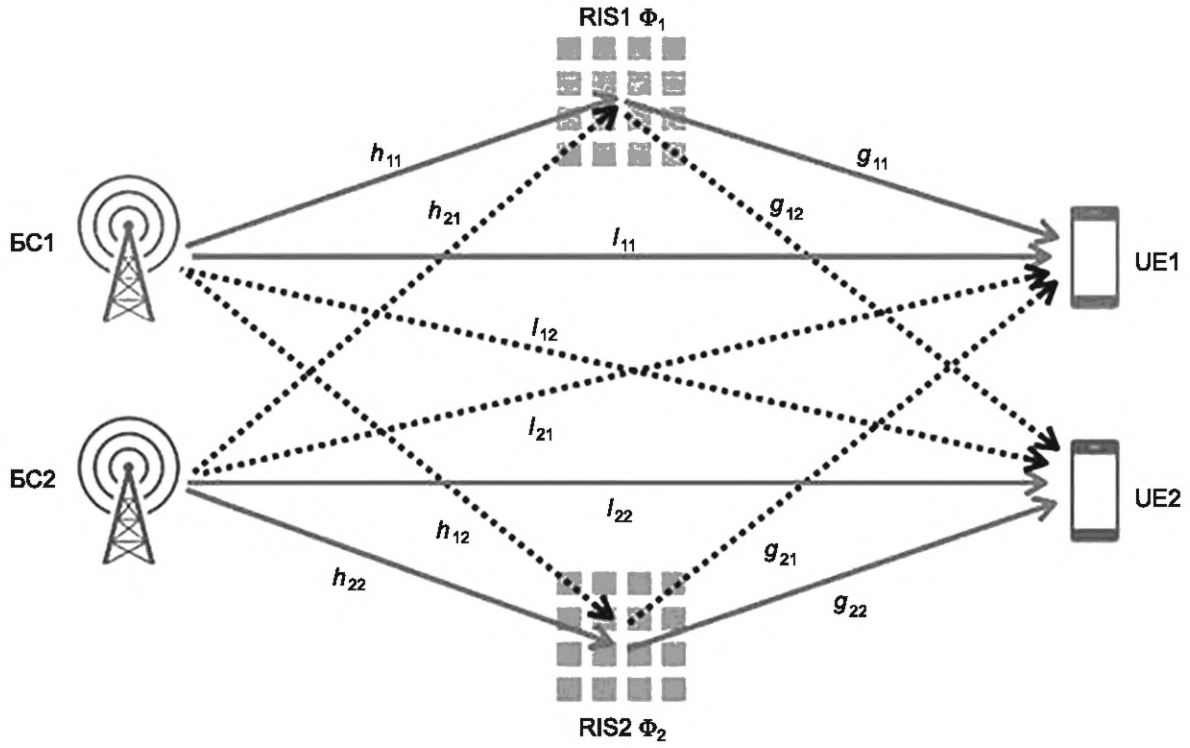
На рисунке 3 показан сценарий, в котором RIS жертвы настроена на обслуживание целевого приемника и создает несколько дополнительных временных искусственных каналов распространения радиосигналов между передатчиком и приемником, на который воздействуют помехи. В зависимости от информации о конфигурации RIS агрессора, которую имеет оборудование жертвы, эти каналы могут потенциально вызывать непредсказуемые прерывистые временные изменения радиосигналов при их распространении между передатчиком и приемником жертвы, когда RIS перенастраивается в соответствии с требованиями целевого приемника. В отличие от внутриполосных переизлучений оператор беспроводной сети связи (жертва) и его приемник не могут предсказать перенастройку RIS агрессора. Ухудшение предсказуемости канала распространения радиосигналов ухудшает механизмы адаптации

к изменяющимся условиям в беспроводной сети связи. Беспроводная сеть связи агрессора потенциально создает нежелательные переизлучения. Для ограничения таких переизлучений следует формировать каналы с одним скачком (от передатчика к приемнику через один элемент RIS) или с несколькими скачками (т. е. проходящие через один элемент RIS и один или несколько рассеивателей).

4.7.2 Характеристики интерференции и нежелательных переизлучений

4.7.2.1 Общие положения

Мощность сигнала и помех в беспроводных сетях связи с использованием RIS моделируют по сценарию, показанному на рисунке 4.



Φ_1 и Φ_2 — коэффициенты отражения RIS1 и RIS2 соответственно; h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} — каналы между каждой парой БС и RIS; g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22} — каналы между RIS и UE; I_{11}, I_{12}, I_{21}, I_{22} — каналы между БС и UE без RIS

Рисунок 4 — Сценарий использования двух каналов связи с двумя RIS

На рисунке 4 приведены два канала БС1-UE1 и БС2-UE2, организованные с помощью RIS. Эффекты формирования луча БС и UE интегрированы в каналы для упрощения записи.

Основываясь на модели узкополосного канала, мощность принимаемого радиосигнала UE1 S_1 вычисляют по формуле

$$S_1 = P_1|h_{11}\Phi_1 g_{11} + h_{12}\Phi_2 g_{21} + I_{11}|^2, \quad (24)$$

где P_1 — мощность передачи БС1.

Основываясь на модели узкополосного канала, мощность принимаемого радиосигнала UE2 S_2 вычисляют по формуле

$$S_2 = P_2|h_{21}\Phi_1 g_{12} + h_{22}\Phi_2 g_{22} + I_{22}|^2, \quad (25)$$

где P_2 — мощность передачи БС2.

Общие помехи I_1 и I_2 для каждого UE вычисляют по формулам:

$$I_1 = P_2|h_{21}\Phi_1 g_{11} + h_{22}\Phi_2 g_{21} + I_{21}|^2, \quad (26)$$

$$I_2 = P_1|h_{11}\Phi_1 g_{12} + h_{12}\Phi_2 g_{22} + I_{12}|^2. \quad (27)$$

Для каждого UE помехи создают RIS, настроенной на текущий канал, посторонними RIS или без RIS.

4.7.2.2 Помехи, генерируемые RIS

Сигналы помех, генерируемые RIS1 в UE1 (см. рисунок 4), представляют как $\sqrt{P_2}\, h_{21}\, \Phi_1\, g_{11}$; сигналы помех, генерируемые RIS2 в UE2, — $\sqrt{P_1}\, h_{12}\, \Phi_2\, g_{22}$. Помехи также могут генерироваться, когда сигналы передатчика отражаются на несколько приемников в режиме многомодового переизлучения.

4.7.2.3 Помехи, генерируемые посторонними RIS

Сигналы помех, генерируемые RIS2 в UE1 (см. рисунок 4), представляют как $\sqrt{P_2}\, h_{22}\, \Phi_2\, g_{21}$; сигналы помех, генерируемые RIS1 в UE2, — $\sqrt{P_1}\, h_{11}\, \Phi_1\, g_{12}$. SNR для UE1 и UE2 представляют как $SNR_1 = S_1/N_1$ и $SNR_2 = S_2/N_2$. SINR для UE1 и UE2 представляют как $SINR_1 = S_1/(N_1 + I_1)$ и $SINR_2 = S_2/(N_2 + I_2)$.

Скорость двух каналов БС-UE с RIS C_1 и C_2 вычисляют по формулам:

$$C_1 = B \log_2(1 + SINR_1), \quad (28)$$

$$C_2 = B \log_2(1 + SINR_2). \quad (29)$$

4.7.2.4 Моделирование сигналов и помех в сценариях использования RIS в беспроводных сетях одного оператора и нескольких операторов

Моделирование сигналов и помех в сценариях использования RIS в беспроводных сетях одного оператора и нескольких операторов отличается из-за разной координации. Если два канала управляются одним оператором, то работа передатчиков и RIS должна быть оптимизирована для снижения потенциальных помех и оптимизации общей пропускной способности. Коэффициенты отражения RIS Φ_1 и Φ_2 вычисляют по формуле

$$\{\Phi_1, \Phi_2\} = \arg\max_{\Phi_1, \Phi_2} C_1 + C_2. \quad (30)$$

Если канал не запланирован в каком-то кадре, а RIS не настроены, то RIS должны быть временно отключены для уменьшения помех. Для оптимизации работы передатчиков и RIS требуется совместное использование каналов и информации RIS между ячейками.

В сценарии использования RIS в беспроводных сетях нескольких операторов RIS должна быть оптимизирована отдельно от канала. В этом случае коэффициенты отражения RIS Φ_1 и Φ_2 вычисляют по формулам:

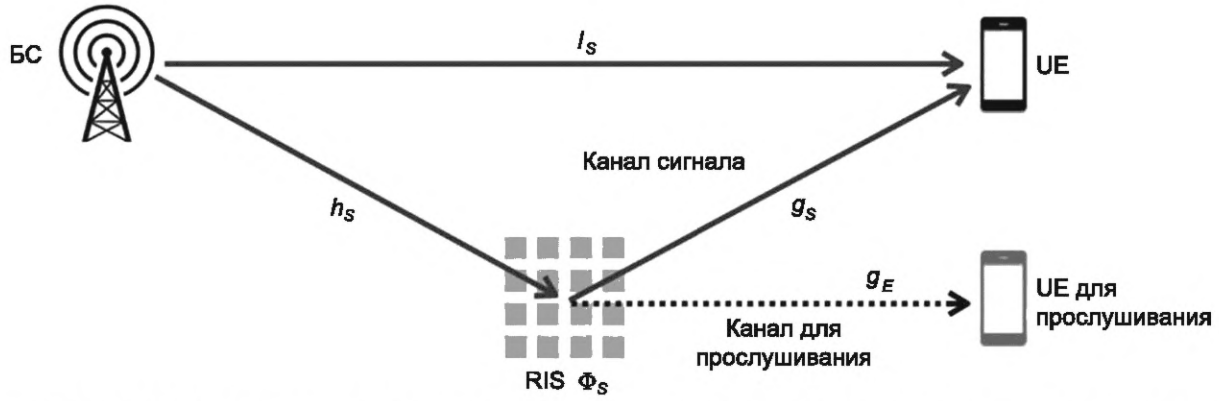
$$\Phi_1 = \arg\max_{\Phi_1} P_1 \left|h_{11}\Phi_1 g_{11} + I_{11}\right|^2; \quad (31)$$

$$\Phi_2 = \arg\max_{\Phi_2} P_2 \left|h_{22}\Phi_2 g_{22} + I_{22}\right|^2. \quad (32)$$

При оптимизации Φ_1 не учитывают сигналы канала БС1-UE1 и отраженного RIS2 сигнала, так как они могут оказать деструктивное влияние на мощность принимаемого радиосигнала. Следует учитывать, что в сценарии использования RIS в беспроводных сетях нескольких операторов помехи не могут быть минимизированы путем настройки конфигурации RIS.

4.7.2.5 Прослушивание для обеспечения безопасности радиосвязи

Как показано на рисунке 5, при прослушивании для обеспечения безопасности радиосвязи RIS используют для получения сигналов, отправленных целевому UE без прямой связи с БС.



h_S — канал от БС к RIS, Φ_S — коэффициенты отражения RIS; g_E и g_S — каналы от RIS к UE для прослушивания и целевому UE соответственно; l_S — канал от БС до UE

Рисунок 5 — Прослушивание сигнала от RIS

Используя модель узкополосного канала, скорость в канале, обеспечиваемом RIS между БС и целевым UE, C_S вычисляют по формуле

$$C_S = B\log_2\left(1+\frac{P_S\left|h_S\Phi_S g_S + l_S\right|^2}{N_S}\right), \tag{33}$$

где B — ширина полосы системы;

P_S — мощность передачи;

N_S — мощность шума целевого UE.

Скорость в канале от RIS к UE для прослушивания C_E вычисляют по формуле

$$C_E = B\log_2\left(1+\frac{P_S\left|h_S\Phi_S g_E\right|^2}{N_E}\right), \tag{34}$$

где N_E — мощность шума UE для прослушивания.

4.7.3 Деструктивное формирование радиолуча

RIS может снижать мощность полезного сигнала. Данный эффект является деструктивной способностью RIS к формированию радиолуча. Деструктивный эффект формирования радиолуча возникает в результате:

- неправильной конфигурации RIS;
- управления RIS злоумышленником;
- подавления, при необходимости, радиосигнала с помощью RIS.

Потенциал деструктивного формирования радиолуча оценивают по значению верхней границы для беспроводных сетей с одноантенным передатчиком *Tx*, одноантенным приемником *Rx* и RIS, состоящей из *N* отражающих элементов. Потенциал деструктивного формирования радиолуча определяют для каналов UL и DL с единым портом антенны как для *Tx*, так и для *Rx*. Нежелательное воздействие оценивается в заявляемом поддиапазоне. Если канал является частотно-селективным, то деструктивный эффект снижается у верхней частотной границы.

В данном поддиапазоне уровень сигнала *y* вычисляют по формуле

$$y = \left(h_d + \sum_k h_k^r \Theta_k g_k\right)s + n, \tag{35}$$

где h_d — компонент канала *Tx-Rx*, идущий мимо управляемой RIS;

k — номер отражающего элемента RIS;

h_k^r — компонент канала от *Tx* до *k*-го элемента RIS;

Θ_k — коэффициент сдвига фазы *k*-го элемента RIS;

g_k — компонент канала от *k*-го элемента RIS до *Rx*;

s — уровень сигнала *Tx*;

n — коэффициент шума.

Усиление сигнала в канале $P(\Theta)$ вычисляют по формуле

$$P(\Theta) = \left| h_d + \sum_k h_k^r \Theta_k g_k \right|^2 . \quad (36)$$

При выполнении указанных условий деструктивный эффект формирования радиолуча RIS минимизируется согласно выражению

$$\left| h_d + \sum_k h_k^r \Theta_k g_k \right|^2 \to \min_{\Theta}. \quad (37)$$

Верхняя граница диапазона является практически недостижимой, поскольку для этого требуется учитывать в полном объеме параметры каналов *Rx*—RIS и *Tx*—RIS. При отсутствии адаптивного формирования радиолуча и близкого расположения RIS и приемника выполняется соотношение

$$\frac{P\left(\Theta_{\min}\right)}{P_{no\mathrm{RIS}}} \geq 1 - \frac{2NA}{\lambda d_{\min}^{Tx-\mathrm{RIS}}}, \quad (38)$$

где $P_{no\mathrm{RIS}}$ — коэффициент усиления канала, идущего мимо RIS;

N — число элементов RIS;

A — эффективная площадь единичного коэффициента отражения RIS;

λ — длина волны;

$d_{\min}^{Tx-\mathrm{RIS}}$ — минимальная длина пути распространения радиолуча от *Tx* до *Rx*.

4.7.4 Модель канала при несоответствии информации о состоянии канала при интерференции и нежелательных переизлучениях

В настоящем стандарте установлен метод моделирования воздействия нежелательных переизлучений (неожиданные/нерегулярные/прерывистые во времени внеполосные переизлучения) на адаптацию замкнутого контура связи.

Адаптация замкнутого контура связи зависит от CSI, адаптивного формирования радиолуча, адаптивной модуляции, кодирования и т. д.

На рисунке 6 приведена модель канала при несоответствии CSI вследствие изменяющихся во времени нежелательных переизлучений

На рисунке 6 приведена модель, учитывающая временные изменения канала распространения радиосигнала в канале жертвы, который подвергается воздействию нежелательных переизлучений, адаптируемого замкнутым контуром связи. Временное изменение нежелательного канала, т. е. канала, переизлучаемого с помощью RIS и рассеивателями, зависит от непрерывного изменения рассеивателей и дискретного изменения состояния RIS. Следовательно, временное изменение нежелательного канала отличается от временного изменения нормального канала распространения радиосигнала и нарушает непрерывность временного изменения общего канала.

На рисунке 6 а) приведено следующее:

- в момент времени *t* приемник оценивает текущий CSI CSI(t), где CSI(t) — текущий канал iH(*t*), на который оказывают воздействия нежелательные переизлучения;
- iH(*t*) учитывает нежелательные каналы распространения радиосигналов *U*(*t*) между передатчиком и приемником без RIS;
- *U*(*t*) является функцией *C*(*t*), т. е. конфигурацией нежелательной RIS.

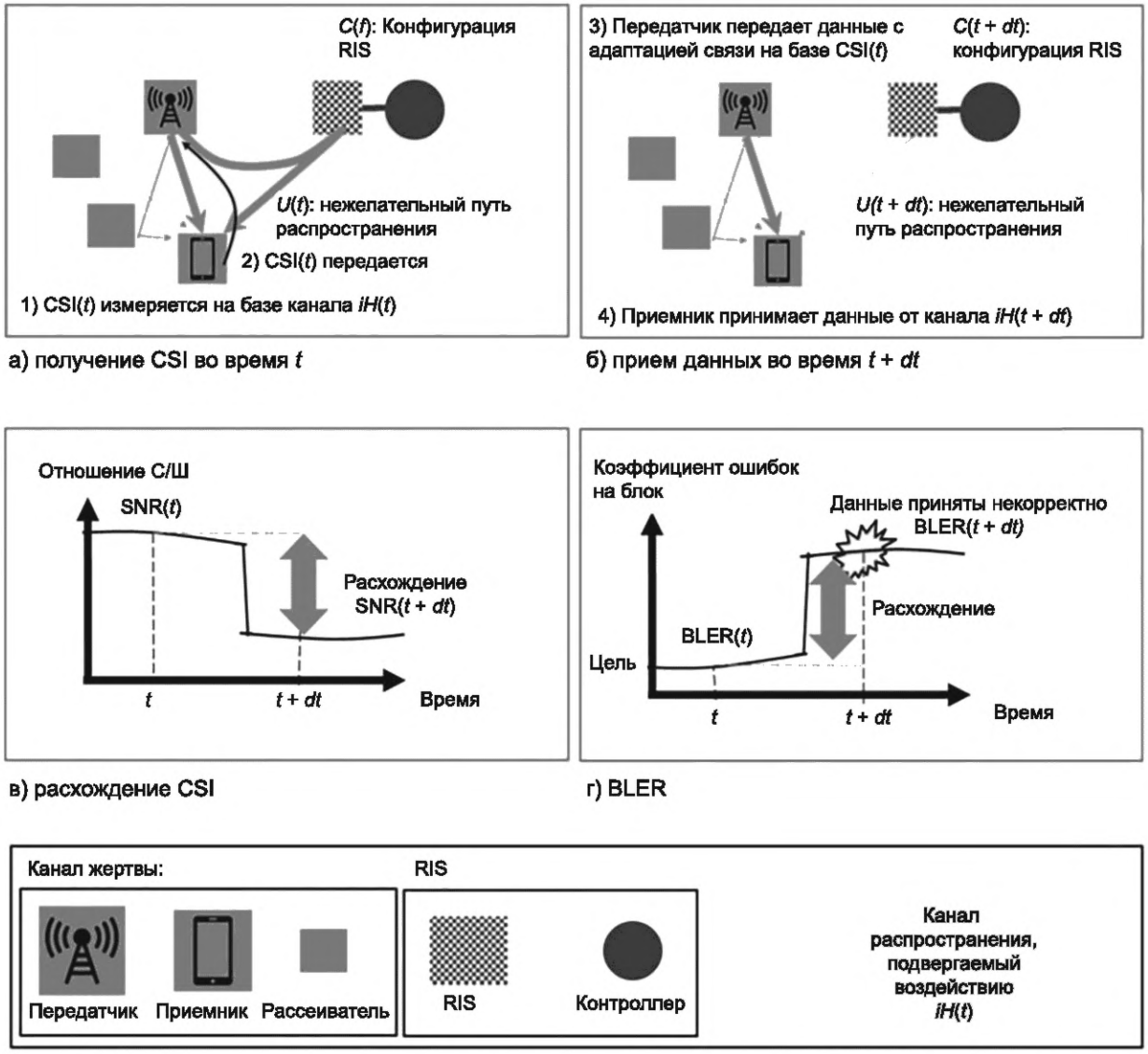


Рисунок 6 — Модель канала при несоответствии CSI вследствие изменяющихся во времени нежелательных переизлучений

Планировщик и схема адаптации канала на стороне передатчика выбирают формирование радиолуча, схемы модуляции и кодирования и так далее на основе CSI(t). Передатчик прогнозирует ожидаемую производительность, например с учетом SNR и BLER. SNR(t) означает ожидаемый SNR, а BLER(t) — ожидаемый BLER на основе CSI(t) и адаптации канала SNR(t) и BLER(t), как показано на рисунках 6 в) и г).

На рисунке 6 б) приведено следующее:

- в момент времени $t + dt$ приемник получает данные адаптированного канала (адаптированное формирование радиолуча, адаптированные схемы модуляции и кодирования и т. д.) на основе CSI(t) через новый воздействующий канал iH($t + dt$), где:
- iH($t + dt$) — нежелательный канал распространения радиосигнала $U(t + dt)$ между передатчиком и приемником без RIS,
- $U(t + dt)$ является функцией $C(t + dt)$,
- $C(t + dt)$ является конфигурацией нежелательной RIS, при этом конфигурация $C(t + dt)$ отличается от $C(t)$.

Приемник получает данные с фактическим SNR-SNR($t + dt$), который зависит от CSI(t), от iH($t + dt$) и фактического BLER-BLER($t + dt$), показанных на рисунках 6 в) и г).

Как показано на рисунках 6 а) и б), $U(t + dt)$ значительно отличается от $U(t)$, а iH($t + dt$) значительно отличается от iH(t). Это может привести [см. рисунок 6 в)] к ухудшению SNR от SNR(t) до SNR($t + dt$), т. е. к сильному отрицательному несоответствию CSI, а BLER($t + dt$) может быть намного хуже ожидаемого значения BLER(t), как показано на рисунке 6 г).

4.7.5 Побочные переизлучения

Нежелательные переизлучения RIS складываются из побочных переизлучений и внеполосных переизлучений, как показано на рисунке 7.



Рисунок 7 — Побочные и внеполосные излучения

Побочные переизлучения — это излучения на частотах, которые находятся за пределами необходимой полосы радиосигнала и уровень которых может быть снижен без ущерба для передачи данных. Связь между побочным и внеполосным переизлучениями показана на рисунке 16. Побочные переизлучения включают в себя:

- гармонические переизлучения;
- паразитные переизлучения;
- продукты интермодуляции;
- продукты преобразования частоты.

Побочные переизлучения (за исключением многомодового переизлучения) для пассивной RIS являются незначительными и ими можно пренебречь. При этом активная RIS излучает больше, чем пассивная RIS. Это связано с тем, что активная RIS оснащена такими активными компоненты, как усилитель или модулятор, которые способствуют увеличению побочных переизлучений.

Если RIS работает в окружении другого оборудования, то побочные переизлучения ухудшают их производительность. Чтобы ограничить побочные переизлучения, необходимо провести радиочастотные испытания на электромагнитную совместимость. Ширина области тестирования зависит от рабочей частоты RIS. Одним из примеров является диапазон тестирования для FR1, который составляет от 30 МГц до 5-й гармоники верхней частотной границы рабочего диапазона. Для FR2 диапазон тестирования составляет от 30 МГц до 2-й гармоники верхней частотной границы рабочего диапазона.

4.8 Модель поляризованного элемента реконфигурируемой интеллектуальной поверхности

Элементы RIS поддерживают двойную поляризацию, где фазовые сдвиги, обеспечиваемые элементом RIS, контролируются путем изменения вертикальной и горизонтальной поляризаций. RIS с двойной поляризацией может контролировать амплитуду или фазовые сдвиги отраженных электромагнитных волн в двух ортогональных поляризациях, как показано на рисунке 8.

Поляризация элементов RIS может быть расширена до мультиполяризации. Для достижения наилучших характеристик связи при проектировании моделей каналов в беспроводных сетях связи с RIS необходимо учитывать влияние поляризации на элементах RIS в дополнение к поляризации на антеннах передатчика и приемника.

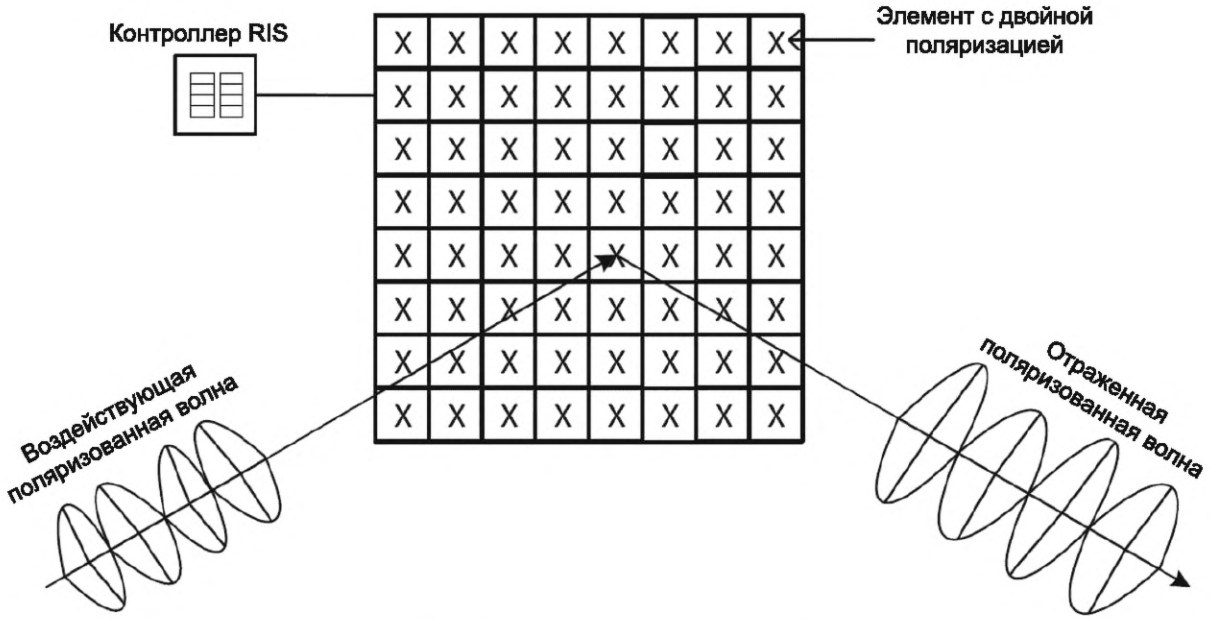


Рисунок 8 — RIS с двойной поляризацией

Если RIS поддерживает двойную поляризацию (например, двухполяризованная RIS), то модель сигнала y в элементе RIS вычисляют по формуле

$$y = H_p x, \tag{39}$$

где x и y — входные и выходные поляризованные сигналы в элементе RIS;

H_p — матрица канала поляризации, вычисленная по формуле

$$H_p = \begin{bmatrix} \beta^{VV} e^{-j\varphi^{VV}} & \beta^{HV} e^{-j\varphi^{HV}} \\ \beta^{VH} e^{-j\varphi^{VH}} & \beta^{HH} e^{-j\varphi^{HH}} \end{bmatrix}, \tag{40}$$

где $\varphi^{p,q} \in [0, 2\pi]$ и $\beta^{p,q} \in [0, 1]$ обозначают фазу и амплитуду отражения, вызванных элементом RIS от поляризации p к поляризации q;

p — поляризация воздействующей волны;

q — поляризация отраженной волны;

$p, q \in \{V, H\}$, где V и H — вертикальная и горизонтальная поляризации соответственно.

Если RIS может настраивать фазу и амплитуду отражения в каждом компоненте матрицы канала поляризации H_p, то падающий поляризованный сигнал может преобразовываться в необходимый поляризованный сигнал.

5 Оценка каналов

5.1 Классические сценарии оценки каналов

5.1.1 Общие положения

В настоящем подразделе приведены три сценария оценки каналов с применением RIS, в которых:

- RIS не выполняет встроенную оценку канала;
- RIS выполняет встроенную оценку канала;
- RIS обеспечивает прямую связь между БС и UE.

5.1.2 Реконфигурируемая интеллектуальная поверхность не выполняет встроенную оценку канала

В этом сценарии RIS, используемая в беспроводной сети связи, не может выполнить оценку канала. RIS оснащена пассивными элементами, которые могут настраивать фазовые сдвиги падающих сигналов и обеспечить определенный уровень усиления, как показано на рисунке 9.

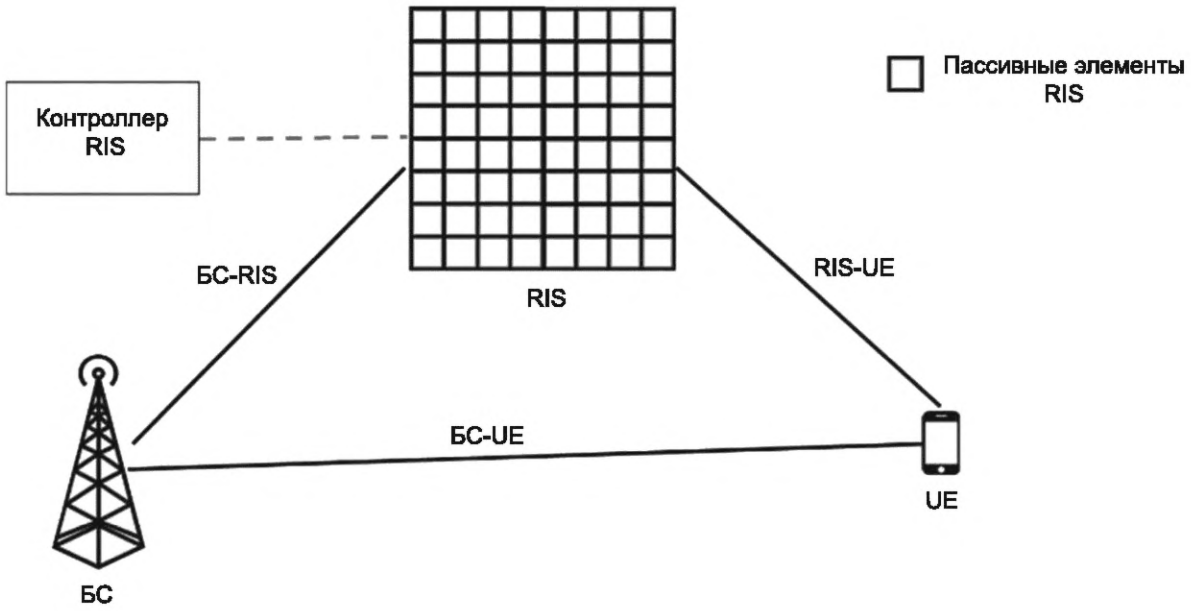


Рисунок 9 — Сценарий использования RIS, в котором RIS не выполняет встроенную оценку канала

RIS не содержит ВЧ-цепей и не может выполнять какую-либо локальную обработку основной полосы для выполнения оценки канала. Оценка канала может быть выполнена только на БС/UE с использованием RIS.

5.1.3 Реконфигурируемая интеллектуальная поверхность выполняет встроенную оценку канала

В этом сценарии RIS оснащена активными и пассивными элементами (см. рисунок 10), которые осуществляют активный прием/передачу и локальную обработку основной полосы частот.

Размещение активных элементов в RIS может быть фиксированным или гибким с отдельными ВЧ-цепями, связанными с каждым активным элементом, или одной ВЧ-цепью, общей для нескольких активных элементов. Используя активные элементы, RIS выполняет задачу встроенной оценки канала. Мощность, потребляемая RIS, вследствие наличия активных элементов увеличивается, при этом потери на трассе уменьшаются и мощность радиосигнала в канале увеличивается по сравнению со стандартным каналом БС-RIS-UE. Методы оценки канала, которые основаны на данной структуре, рекомендуется использовать для проведения отдельных оценок в каналах БС-RIS и RIS-UE.

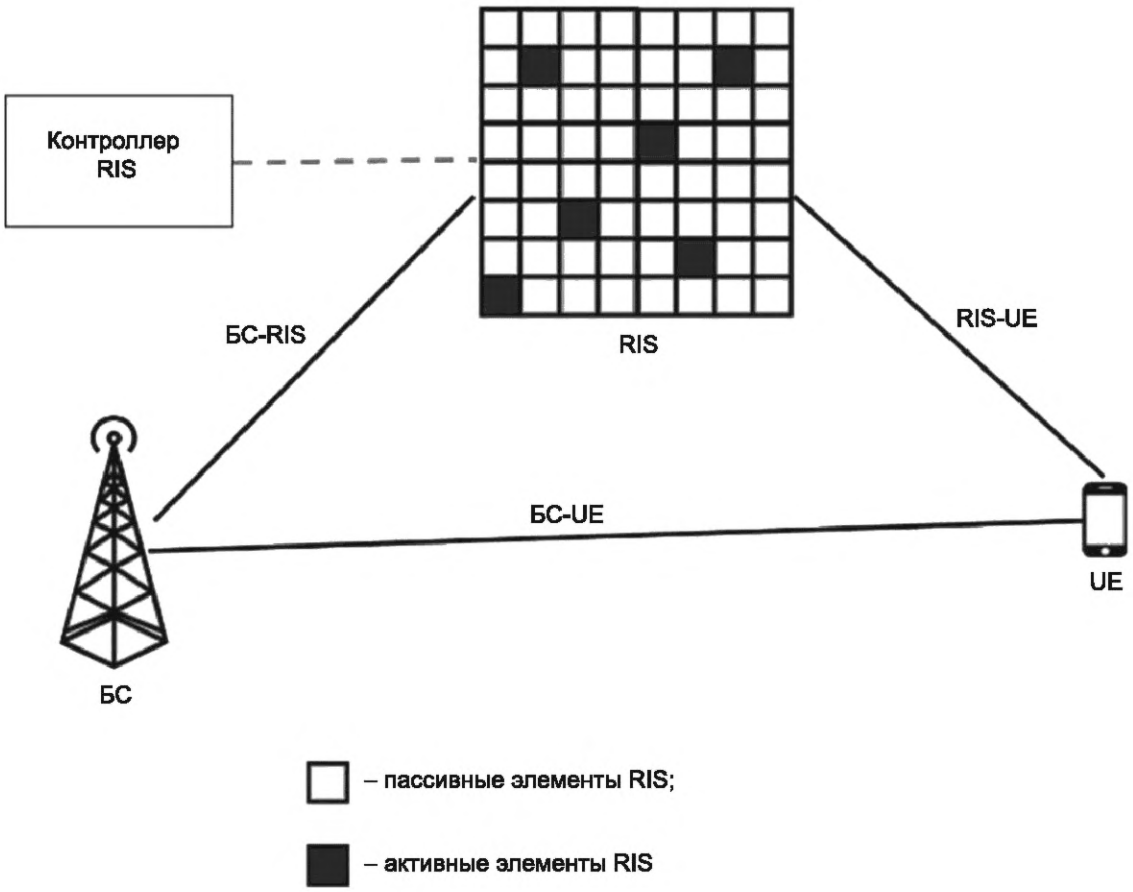
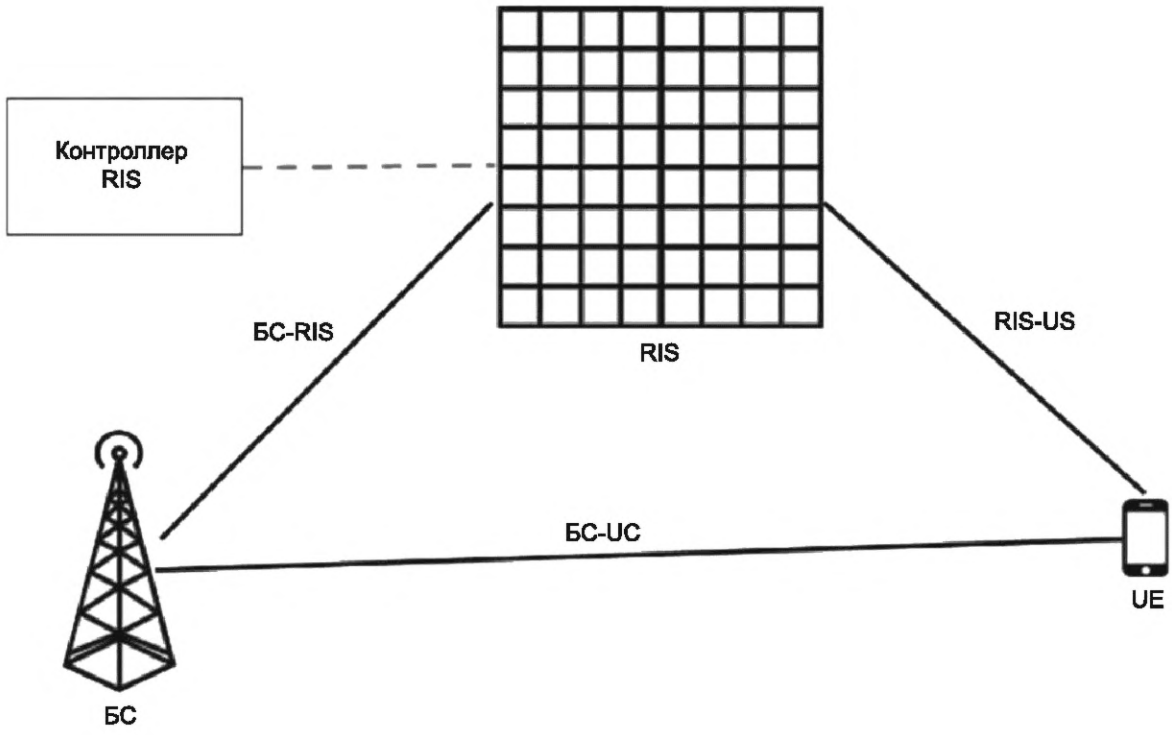


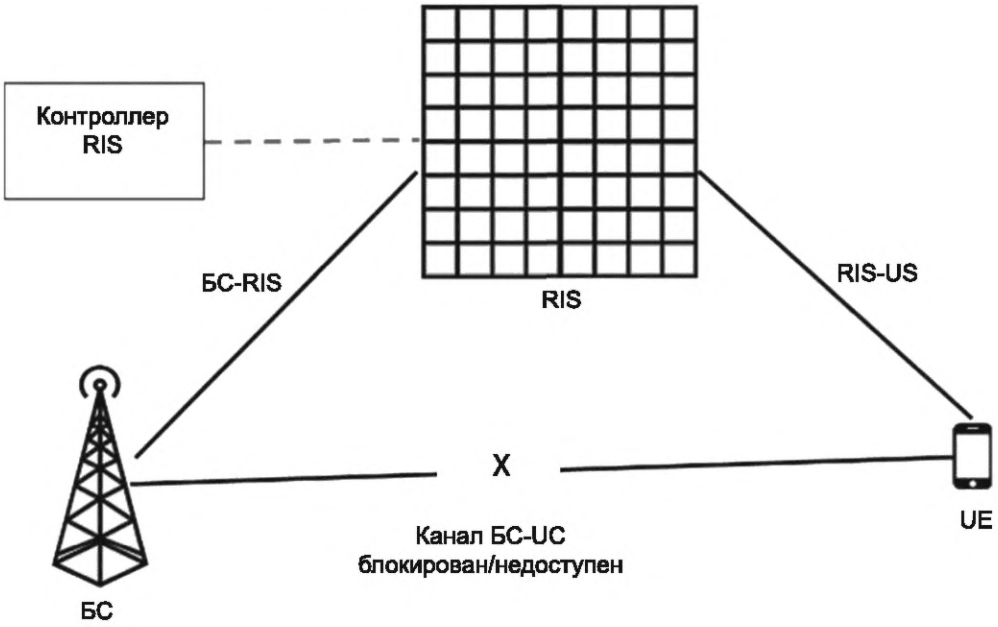
Рисунок 10 — Сценарий использования RIS, в котором RIS выполняет встроенную оценку канала

5.1.4 Реконфигурируемая интеллектуальная поверхность обеспечивает прямую связь между базовой станцией и пользовательским (абонентским) оборудованием

Методы оценки канала с RIS могут различаться в зависимости от доступности прямого канала между БС и UE. В настоящем стандарте установлены два сценария использования RIS [см. рисунок 11, а) и б)].



а) прямой канал между БС и UE доступен



б) прямой канал между БС и UE блокирован/недоступен

Рисунок 11 — Сценарии использования RIS, в которых RIS обеспечивает прямую связь между БС и UE

В первом сценарии [см. рисунок 11, а)] показана прямая связь между БС-UE вместе с отраженной связью через RIS, т. е. связь БС-RIS-UE. В этом сценарии оценка канала на UE (при передаче по нисходящей линии связи) или на БС (при передаче по восходящей линии связи) использует методы, которые учитывают обе доступные линии связи БС-UE и БС-RIS-UE. Во втором сценарии [см. рисунок 11, б)] прямая связь между БС-UE недоступна, т. е. прямая связь полностью заблокирована, так как является слабым каналом связи из-за затухания радиосигнала в среде распространения. Методы оценки канала

в этом сценарии разрабатывают только при наличии отраженного пути между БС и UE, т. е. канала БС-RIS-UE.

5.2 Оценка сквозного каскадного и разделенного каналов

5.2.1 Общие положения

В настоящем подразделе приведены методы оценки:

- сквозного каскадного канала;
- отдельного канала.

5.2.2 Методы оценки сквозного каскадного канала

В каналах беспроводных сетей радиосвязи с RIS, помимо прямого канала, используют дополнительный (сквозной каскадный) канал между БС/TRP и UE, который осуществляется через RIS. Эффективность сквозного каскадного канала оценивают по усилению радиосигнала и фазовым сдвигам, полученным за счет применения RIS.

Оценку сквозного каскадного канала осуществляют методами:

- поэлементной оценки каналов с RIS;
- оценки каналов на основе общей конфигурации RIS;
- оценки каналов с RIS при использовании одной ВЧ-цепи.

5.2.2.1 Поэлементная оценка каналов с RIS

Метод поэлементной оценки каналов с RIS применяют к модели системы, включающей один элемент RIS, UE с одной антенной и поднесущую системы OFDM. Данный метод допускается применять к модели системы с многоантенным UE, который объединяет несколько принятых сигналов в один сигнал, используя обработку приемника, т. е. цифровые или гибридные методы формирования радиолуча или их комбинацию. Метод поэлементной оценки применяют к каналам, при этом данный метод допускается применять к каналам UL.

Эквивалентный комплекснозначный скалярный сигнал, принятый UE, y_m вычисляют по формуле

$$y_m = (b_m a'_m \varphi_m + d')P_S + z = (c'_m \varphi_m + d')P_S + z, \quad (41)$$

где b_m — комплекснозначный скалярный канал между элементом RIS и UE;

a'_m — комплекснозначный векторный канал между TRP и элементом RIS размерностью $N_T \times 1$;

φ_m — комплекснозначный скалярный фактор элемента m RIS, где $m = 1, \ldots, M$;

$d' = [d'_0 \ldots d'_{NT-1}]$ — комплекснозначный канал между TRP и UE, за исключением путей распространения через RIS, размерностью $N_T \times 1$;

P — комплекснозначный вектор предварительного кодирования размерности $N_T \times 1$, где N_T — число передающих антенн или антенных портов на сетевой стороне TRP;

s — комплекснозначный скалярный символ, т. е. установленный опорный сигнал или пилотный символ;

z — аддитивный шум и помехи;

$c'_m = b_m a'_m$ — каскадный комплекснозначный векторный канал между TRP, элементом m RIS и UE размерностью $N_T \times 1$.

Поэлементная оценка каналов с RIS в модели системы, включающей один элемент RIS, показана на рисунке 12.

В пассивной RIS фактор может иметь фиксированную амплитуду, т. е. единичную амплитуду ($|\varphi_m| = 1$). В активной или гибридной RIS амплитуда может быть переменной и контролируемой. В некоторых случаях, в том числе для пассивного RIS, элемент RIS может быть выключен, т. е. $\varphi_m = 0$ или $\varphi_m \approx 0$. Элемент RIS может находиться в состоянии φ_m в определенный момент времени и применим ко всем поднесущим в пределах установленной полосы сигнала.

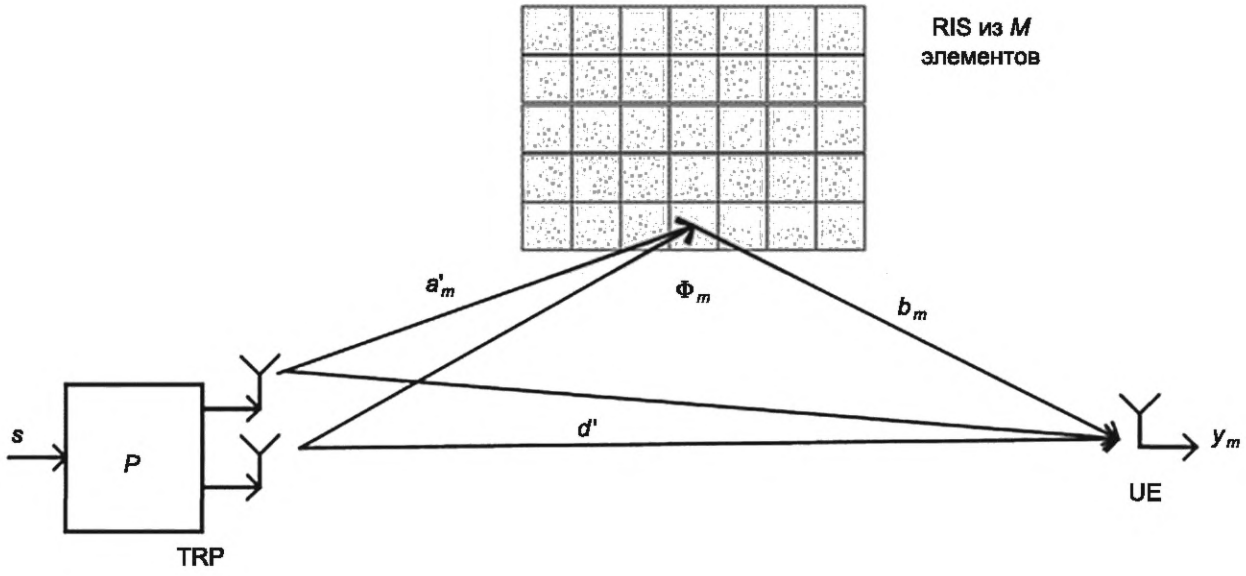


Рисунок 12 — Поэлементная оценка каналов с RIS в модели системы, включающей один элемент RIS

Оценку каналов с RIS в модели системы допускается упрощать путем включения предварительного кодирования TRP P в канал TRP-RIS. В этом случае эквивалентный комплекснозначный скалярный сигнал, принятый UE, y_m вычисляют по формуле

$$y_m = (b_m a_m \varphi_m + d)s + z = (c_m \varphi_m + d)s + z, \quad (42)$$

где $d = d' P$ — комплекснозначный скалярный эффективный прямой канал TRP-RIS (включая предварительное кодирование TRP);

$a_m = a'_m P$ — комплекснозначный скалярный канал между TRP и элементом RIS;

$c_m = a_m b_m$ — каскадный комплекснозначный скалярный канал TRP к элементу m RIS и далее к UE.

Примерную модель, включающую все элементы RIS, вычисляют, добавляя сигналы, соответствующие всем M элементам RIS ($c_m \varphi_m s$), по формуле

$$y = ((a \odot b)\Phi + d)s + z = (c\Phi + d)s + z, \quad (43)$$

где a — комплекснозначный векторный канал между TRP и RIS, размерностью $1 \times M$, где M — число элементов RIS;

b — комплекснозначный векторный канал между элементом RIS и UE, размерностью $1 \times M$;

$c = a \odot b = b \odot a$ — поэлементное векторное произведение a и b;

Φ — комплекснозначный вектор размерностью $M \times 1$, содержащий M факторов элемента RIS φ_m, при этом Φ соответствует состоянию RIS.

В RIS прямоугольной формы M_x обозначает число элементов RIS в горизонтальном направлении, а M_y — число элементов RIS в вертикальном направлении, таким образом $M = M_x * M_y$. Используя метод поэлементной оценки каналов RIS, коэффициенты усиления каскадных каналов оценивают на UE путем индивидуального захвата эффекта фазовых сдвигов, вносимых каждым элементом RIS. В каналах беспроводных сетей связи, где БС/TRP взаимодействует с UE с помощью RIS, состоящей из M элементов (см. рисунок 13), общую оценку каскадного канала (БС-RIS-UE) проводят путем вычисления эффективного коэффициента усиления, полученного всеми M элементами RIS.

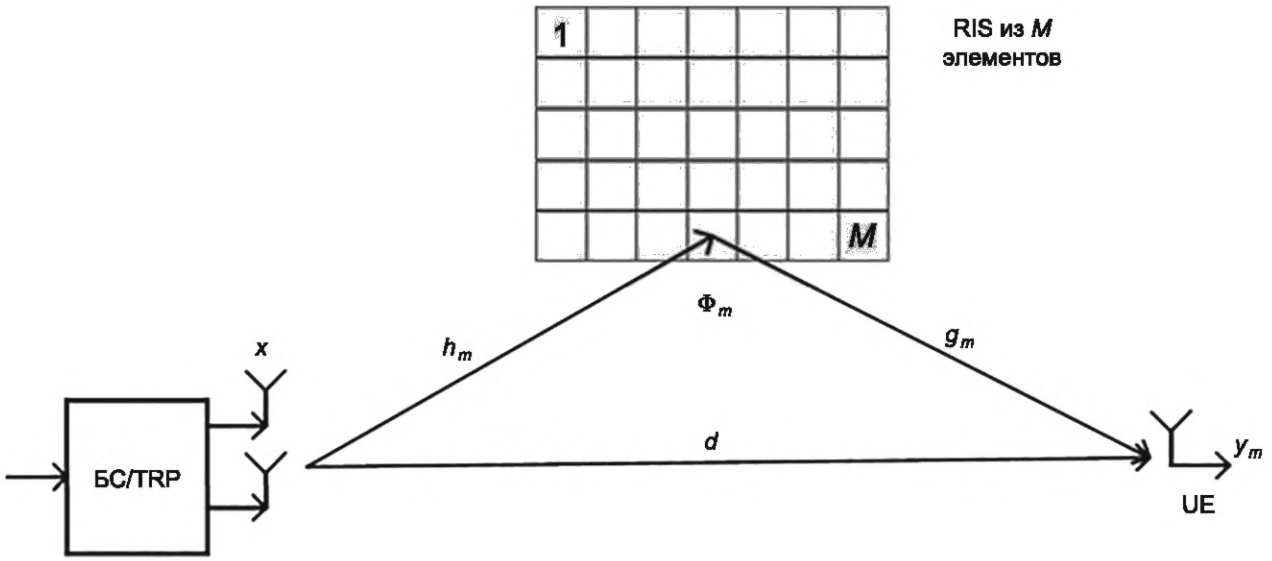


Рисунок 13 — Поэлементная оценка каналов с RIS в модели системы, включающей все элементы RIS

Метод поэлементной оценки канала является наиболее эффективным за счет учета фазовых сдвигов от каждого элемента RIS. При этом применение RIS больших размеров и со значительным числом элементов может привести к нежелательным задержкам при передаче данных и потере мощности опорных сигналов и пилот-сигналов, отражаемых каждым элементом RIS.

Одним из методов поэлементной оценки каналов является метод оценки каналов RIS на основе субповерхности.

Для учета задержки и финансовых затрат при использовании пилот-сигналов в методе поэлементной оценки каналов полную поверхность RIS из *M* элементов делят на *S* субповерхностей, каждая из которых составляет группу элементов RIS. В этом случае оценку каждого канала выполняют на уровне субповерхности, как показано на рисунке 14.

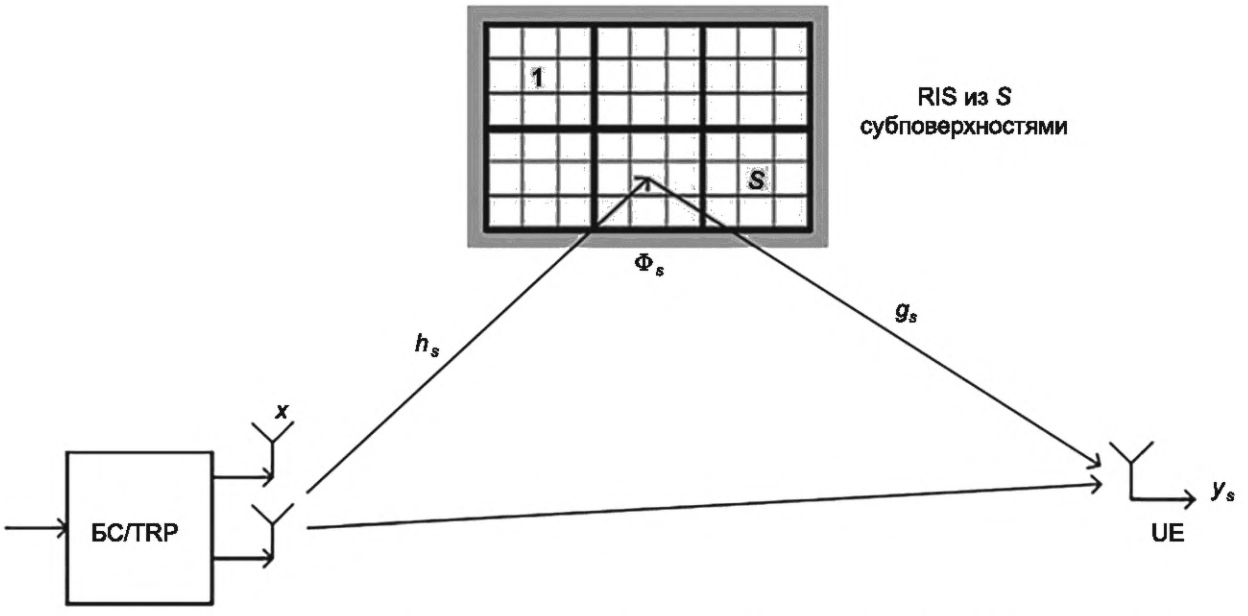
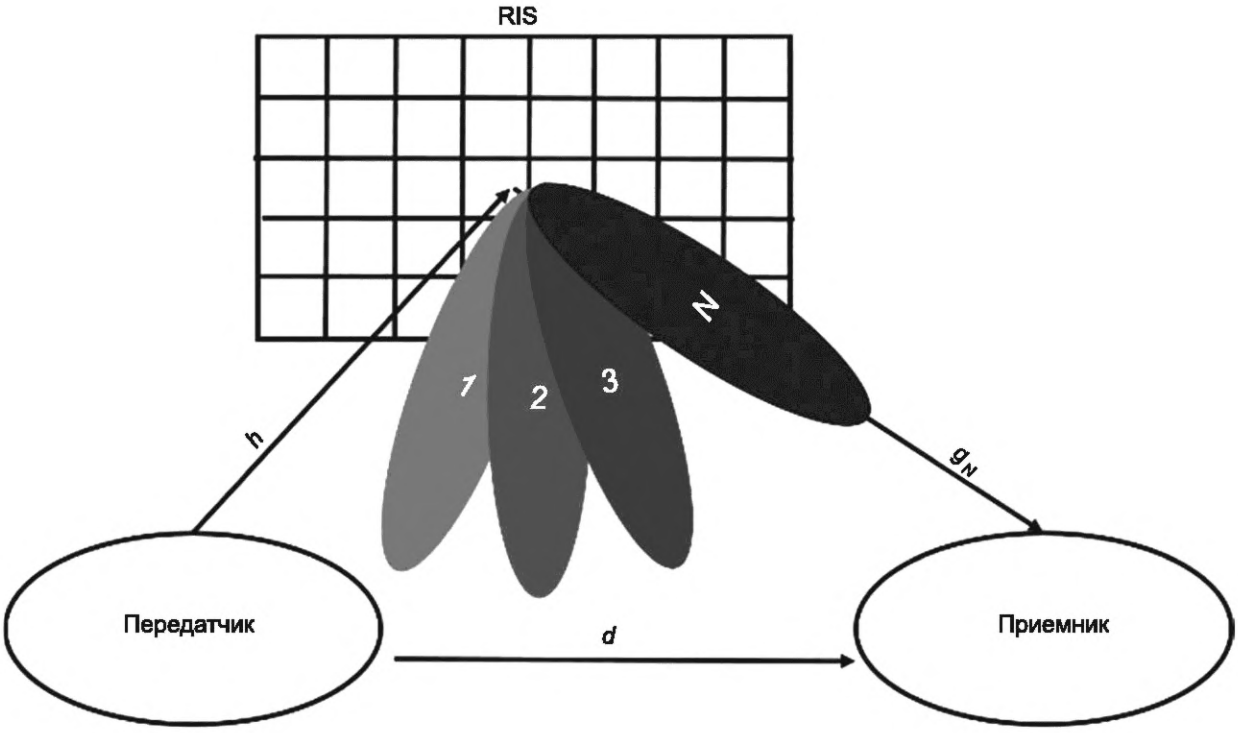


Рисунок 14 — Поэлементная оценка каналов с RIS в модели системы на основе субповерхностей

Результатом общей оценки канала в UE будет канал, отраженный каждой из субповерхностей, составляющих каскадный канал, отраженный RIS.

5.2.2.2 Оценка каналов на основе общей конфигурации RIS

Для уменьшения задержки и потери на пилот-сигналы в методе оценки каналов на основе субповерхностей рекомендуется использовать метод с применением заданной общей конфигурации RIS, в котором используют несколько радиолучей в разных направлениях, как показано на рисунке 15.



1, 2, 3, … N — предопределенные лучи RIS; *h* — канал от передатчика до RIS; *d* — прямой канал от передатчика до приемника; g_N — канал от RIS до приемника, образуемый *N*-м лучом RIS

Рисунок 15 — Оценка каналов на основе общей конфигурации RIS

Оценку канала на уровне RIS выполняют последовательно для каждой из предопределенных конфигураций. Этот метод является эффективным в диапазоне частот менее 6 ГГц, где число элементов RIS незначительно, а достигаемая направленность радиолуча ограничена. Следовательно, заданная зона покрытия будет охвачена небольшим числом предварительно установленных радиолучей.

5.2.2.3 Оценка каналов RIS с использованием одной ВЧ-цепи

В беспроводной сети связи с пассивной RIS требуются длительные периоды для оценки канала. Чтобы сократить время оценки, к выходу RIS можно подключить одну активную ВЧ-цепь для приема в основной полосе частот, как показано на рисунке 16.

ВЧ-цепь, обеспечивающая оценку канала основной полосы частот через пилот-сигналы, состоит из малошумящего усилителя, смесителя, преобразующего сигнал из высокочастотного в базовую полосу частот и аналого-цифрового преобразователя. Таким образом, точную оценку канала проводят на RIS, при этом время оценки сокращают с помощью специально разработанного алгоритма.

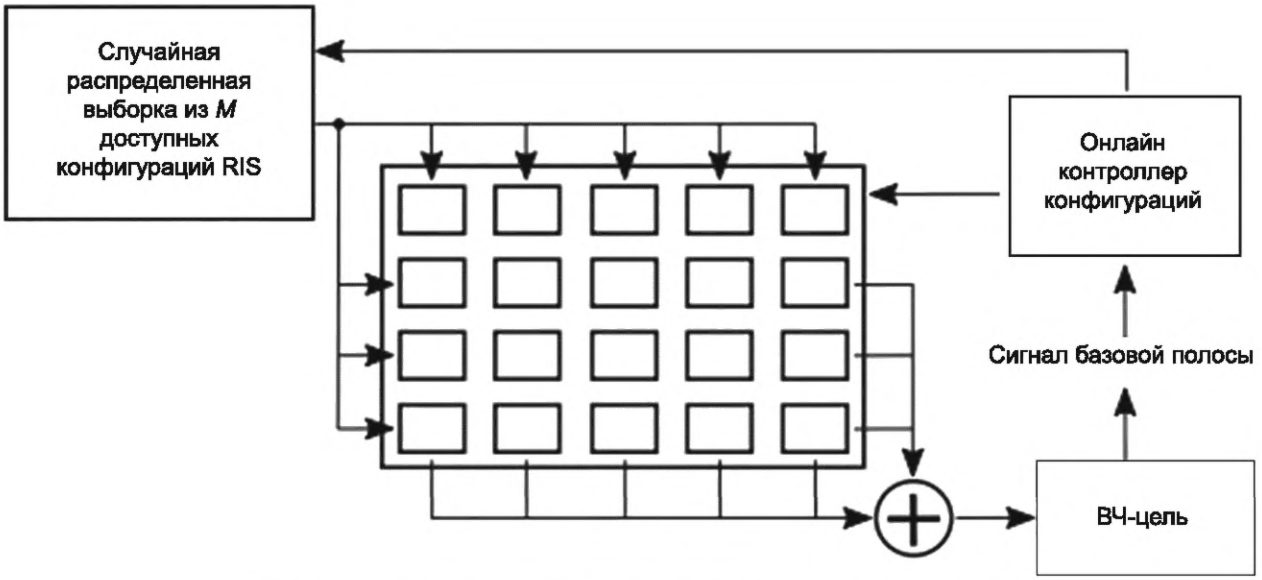


Рисунок 16 — Оценка каналов RIS с использованием одной ВЧ-цепи

5.2.3 Методы оценки разделенных/индивидуальных каналов реконфигурируемой интеллектуальной поверхностью

Каскадный канал (БС-RIS-UE), в котором использована RIS, состоит из двух отдельных разделенных каналов БС-RIS и RIS-UE. Оценку разделенных каналов RIS осуществляют путем суммирования двух каналов, т. е. каналов БС-RIS и RIS-UE, оценка которых выполнена по отдельности. При использовании RIS отдельные разделенные каналы RIS могут иметь более высокий ранг по сравнению со сквозными каскадными каналами. Вследствие высокого разрешения усиления мощности канала оценка отдельных разделенных каналов RIS обеспечивает улучшенную производительность беспроводной сети связи за счет более высоких SNR, пропускной способности, уменьшения BLER, увеличения скорости передачи данных и т. д. В сценариях, где RIS или БС/UE являются неподвижными, а перемещаются только каналы UE/БС, оценка отдельных разделенных каналов имеет решающее значение для анализа влияния отдельных каналов. Методы оценки разделенных каналов зависят от типов RIS. При использовании пассивной RIS оценку канала на узле RIS не выполняют, оценку проводят только на БС или UE. В этом случае оценку отдельных разделенных каналов выполняют с использованием:

- метода разделения каскадных каналов на концах путем оценки разделенных отдельных каналов с использованием инструментов обработки сигналов, таких как разложение собственных векторов, поиск соответствия с применением обработки разреженных сигналов, выполненный на узле UE (при передаче по нисходящей линии связи) или на БС (при передаче по восходящей линии связи);
- метода развертывания узлов сетью БС путем оценки каналов, которые расположены близко к поверхностям RIS. Такие узлы используют для оценки каналов с помощью RIS. При применении полуактивной или активной RIS активные элементы RIS должны быть настроены для выполнения оценки канала.

5.3 Методы оценки неструктурированных моделей каналов

Неструктурированные модели каналов — это модели, которые не соответствуют заранее определенной структуре каналов.

Для неструктурированных моделей каналов применяют:

- метод наименьших квадратов;
- метод дискретного преобразования Фурье;
- методы, основанные на матрице Адамара для случая с одним пользователем;
- метод прямой оценки канала;
- метод использования канала RIS-БС для нескольких пользователей;
- линейные методы минимальной среднеквадратической ошибки.

Для неструктурированных моделей каналов допускается применять другие методы, включающие в себя:

- дифференциальное представление радиолуча, основанное на передаче некоторых опорных сигналов для проверки различных фазовых конфигураций;

- оценку сквозного каскадного канала с низкими потерями для мобильных пользователей с учетом CSI канала RIS.

В методе дифференциального представления радиолуча, выполняя передачу и прием данных, на основе NCDS, обеспечивают передачу радиолуча на RIS с нулевыми потерями. Этот метод состоит из двух этапов. На первом этапе некогерентную передачу выполняют по прямому каналу БС-UE. На втором этапе наилучшая фазовая конфигурация и некогерентные символы данных через RIS передают по усовершенствованному отражающему каналу БС-UE. Полученные дифференциальные данные БС используют для выбора наилучшего радиолуча для RIS. Таким образом, значительно повышается эффективность работы беспроводной радиосети. Следует учитывать, что NCDS по сравнению с классической CDS больше подходит для применения при передаче данных в сценариях высокой мобильности.

В методе оценки сквозного канала с низкими потерями для мобильных пользователей с учетом CSI канала RIS происходят некоторые потери мощности радиосигналов. При оптимизации RIS для заданной зоны покрытия вокруг конкретного MU снижаются сетевые потери мощности радиосигналов. Сначала оценивают положение MU, затем — фазовый сдвиг RIS, необходимый для заданной зоны покрытия вокруг MU. Оценку сквозного каскадного канала проводят с использованием стандартных методов оценки канала (например, метода наименьших квадратов).

5.4 Методы оценки структурированных моделей каналов

Структурированные модели каналов — это модели, осуществляющие оценку структурированных сетей и систем, построенных на комбинации связанных и зависимых составных частей беспроводных радиосетей.

Для структурированных моделей каналов используют методы их оценки:

- с одним пользователем, применяя одноэтапные и двухэтапные методы оценки каналов и радиолучей;

- с несколькими пользователями, выполняя оценку каналов на основе двойной разреженности и оценку каналов RIS-БС.

5.5 Методы оценки каналов, основанные на информации о состоянии канала

Эффективность проектирования беспроводных сетей связи с RIS зависит от доступности CSI, с помощью которой выполняют оценку канала, и финансовых затрат на проведение оценки канала. При доступности CSI проектирование беспроводных сетей связи с RIS выполняют на основе:

- мгновенной CSI;
- CSI с двойной временной шкалой;
- полностью долгосрочной CSI.

При проектировании беспроводной радиосети, основанной на мгновенной CSI необходимо, чтобы общая CSI радиосети была доступна БС. Каналы, связанные с RIS, могут быть сквозными каскадными каналами или отдельными каналами в зависимости от используемого метода оценки канала. Оценку каналов необходимо осуществлять в каждом блоке когерентного канала. Число временных интервалов, необходимых для оценки канала, должно быть пропорциональным числу отражающих элементов.

Для минимизирования потерь мощности радиосигналов в методах оценки каналов, основанных на мгновенной CSI, рекомендуется использовать алгоритм формирования радиолуча в двух временных масштабах. Активные векторы формирования радиолуча в БС проектируют на основе мгновенных эффективных/агрегированных каналов UE-БС, которые являются суперпозицией прямых и отраженных RIS каналов, при этом сдвиги фаз в RIS проектируют на основе долгосрочной CSI, например параметров распределения БС, включая матрицы среднего канала и ковариации канала.

В каждом блоке когерентности необходимо оценивать только мгновенный эффект канала каждого UE. Потери мощности радиосигналов на оценку канала зависят от числа UE, что соответствует показателям систем без RIS. Долгосрочная CSI, как правило, является инвариантной для большого числа блоков когерентности канала, поэтому сдвиги фаз RIS могут обновляться с гораздо меньшей скоростью, чем быстрые затухающие флуктуации, что значительно снижает вычислительную нагрузку и потери мощности на обратную связь.

В двухмасштабном проекте мгновенную эффективную CSI необходимо оценить в каждом блоке когерентности. Для дальнейшего снижения потерь мощности радиосигналов на оценку канала рекомен-

дуется применять подход, основанный на такой передаче данных, для которой в целях оценки канала требуется долгосрочная CSI. Например, в начале передачи БС оценивает или измеряет долгосрочную CSI, на основе которой БС вычисляет вектор формирования радиолуча и фазовые сдвиги, используемые во всех последующих блоках когерентности до тех пор, пока долгосрочная CSI не изменится. Этот подход значительно уменьшает потери мощности радиосигналов на оценку канала за счет небольшого снижения производительности, которая зависит от характеристик канала.

УДК 621.397.132.129:006.354 ОКС 33.170

Ключевые слова: реконфигурируемые интеллектуальные поверхности, модели канала радиосвязи, оценка канала радиосвязи

Редактор *Н.А. Аргунова*
Технический редактор *В.Н. Прусакова*
Корректор *И.А. Королева*
Компьютерная верстка *А.Н. Золотаревой*

Сдано в набор 18.08.2025. Подписано в печать 26.08.2025. Формат 60×84⅛. Гарнитура Ариал.
Усл. печ. л. 3,72. Уч.-изд. л. 3,34.

Подготовлено на основе электронной версии, предоставленной разработчиком стандарта

Создано в единичном исполнении в ФГБУ «Институт стандартизации»
для комплектования Федерального информационного фонда стандартов, 117418 Москва, Нахимовский пр-т, д. 31, к. 2.

gost.e-ecolog.ru gost.e-ecolog.ru

gost.e-ecolog.ru