

ОРИГИНАЛЬНАЯ СТАТЬЯ

УДК 621.371.3: 519.246

doi: 10.26907/2541-7746.2024.4.624-638

ОЦЕНКА ВКЛАДА МНОГОКРАТНО РАССЕЯННЫХ РАДИОВОЛН В ИМПУЛЬСНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ КАНАЛА БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Р.Ф. Халиуллин, А.И. Сулимов

Казанский (Приволжский) федеральный университет, г. Казань, 420008, Россия

Аннотация

На основе трехмерного топографического плана типового микрорайона города Казани методом трассировки лучей проводится моделирование многолучевого распространения радиоволн в системах мобильной радиосвязи. Сгенерирован ансамбль 4000 радиолиний заданной протяженности (200 м), случайно локализованных на карте модельного микрорайона, в котором представлены реализации как с наличием, так и с отсутствием прямой видимости между передатчиком и приёмником. Выполнены количественные оценки вклада многократно рассеянных волн в импульсную характеристику канала связи. Показано, что на радиолиниях длиной порядка 200 м в условиях прямой видимости можно ограничиться приближением однократного рассеяния. В условиях экранирования прямой видимости следует дополнительно учитывать двукратно и трехкратно рассеянные волны.

Ключевые слова: беспроводная связь, многолучевое распространение, импульсная характеристика канала, трассировка лучей, многократное рассеяние

Введение

Методы трассировки лучей активно используются в проектировании современных систем телекоммуникаций. Выполненное с их помощью моделирование позволяет учесть детальную геометрию среды распространения, электрические свойства рассеивающих материалов, а также эффекты многократного рассеяния радиоволн, например, вследствие серии переотражений от окружающих зданий [1]. При моделировании создается детальная трехмерная геометрическая модель среды распространения радиосигнала, представляющая собой либо топографический план городской застройки (для уличных условий), либо планировку интерьера внутреннего пространства здания (для локальных беспроводных сетей).

После составления объемного образа среды задаются электрические свойства материалов отражающих поверхностей и учитываемая кратность отражения радиоволн [2]. Указанные данные позволяют выполнить трассировку лучей из заданной точки передачи в заданную точку приема. Результатом расчетов является импульсная характеристика канала $h(\tau)$, представляющая собой отклик среды на короткое импульсное воздействие. Типовая импульсная характеристика среды с многолучевым эффектом изображена на рис. 1. Первый компонент характеристики $h(\tau)$ создается лучом с наименьшей задержкой τ_0 . В отсутствие экранирующих объектов таким компонентом является сигнал прямой видимости. Последующие

компоненты $h(\tau)$ создаются лучами, прошедшими большее расстояние до приемника. Как правило, задержка растет с увеличением количества переотражений, испытанных лучом.

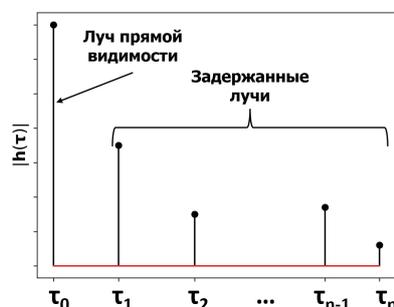


Рис. 1. Типовая импульсная характеристика многолучевого радиоканала

С увеличением количества лучей в канале усиливается эффект многолучевых замираний, что влечет снижение качества связи [3]. Таким образом, количество лучей в точке приема является важной характеристикой среды распространения. В большинстве классических работ [4–6] модель многолучевого канала строится в приближении однократного рассеивания радиоволн, что упрощает теоретический анализ и вычисления. Учет эффектов многократного рассеивания, хотя и позволяет получить более реалистичную картину принимаемого сигнала, значительно увеличивает объем вычислительных операций при трассировке лучей. В то же время в [4] отмечается, что многократно рассеянные волны дают существенный вклад в мощность принимаемого сигнала лишь на радиоприемах большой (свыше 1.5 км) протяженности. Соответственно, для типовых условий мобильной радиосвязи в плотной городской застройке достаточно ограничиться однократным рассеиванием. К сожалению, более систематизированных исследований по данному вопросу в известной литературе [7–11] не представлено. Таким образом, возникает вопрос о целесообразности усложнения модели системы беспроводной связи учетом явлений многократного рассеивания.

Цель исследования состоит в количественной оценке влияния кратных переотражений радиосигнала в условиях городской застройки на импульсную характеристику канала для повышения точности моделирования систем беспроводной связи. Методом трассировки лучей генерируется ансамбль импульсных характеристик для типового микрорайона застройки г. Казани при случайном размещении приемника и передатчика на радиоприемах длиной 200 м. По сгенерированному ансамблю импульсных характеристик определяется распределение мощности сигнала между лучами различной кратности отражения. Отдельно рассматриваются условия наличия и отсутствия прямой видимости между передатчиком и приемником.

Дальнейшее содержание статьи придерживается следующей структуры. В разделе 1 представлена модель канала связи. Методика и параметры имитационного моделирования изложены в разделе 2. В разделе 3 представлены основные результаты исследования и их интерпретация. В заключительном разделе кратко формулируются основные выводы исследования.

1. Модель канала

В рамках модели линейного четырехполюсника сигнал $y(t)$ на выходе канала связи определяется интегралом Дюамеля:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где $x(t)$ – сигнал на входе канала, $h(t)$ – импульсная характеристика канала, которая в рамках линейной модели исчерпывающе описывает его свойства. Из (1) импульсная характеристика определяется как отклик канала на дельта-функцию Дирака (при $x(t) = \delta(t)$).

В системах беспроводной связи проявляется многолучевой эффект [4], вследствие чего импульсная характеристика канала записывается в виде:

$$h(t) = \sum_{i=0}^n \alpha_i e^{j\theta_i} \delta(t - \tau_i),$$

где n – количество лучей, регистрируемых приемником, α_i – коэффициент ослабления i -го парциального луча, τ_i – задержка i -го луча, θ_i – фаза сигнала в i -м луче. Коэффициенты ослабления вычисляются с учетом отражения от препятствий, пройденного пути и эффектов крупномасштабных замираний:

$$\alpha_i = R(\varepsilon, \sigma) \cdot \exp\left(-\tau_i \cdot \frac{r_\tau - 1}{2 \cdot \sigma_\tau r_\tau}\right) \cdot 10^{-\frac{Z_i + L_i}{20}},$$

где $R(\varepsilon, \sigma)$ – коэффициент отражения Френеля, Z_i [дБ] – глубина медленного (лог-нормального) замирания для i -го кластера рассеивателей, σ_τ – среднеквадратический разброс времени задержки в заданной среде, r_τ – коэффициент удлинения пути относительно луча прямой видимости, L_i [дБ] – уровень ослабления сигнала в луче прямой видимости.

Перед осуществлением трассировки лучей создается компьютерный трехмерный образ (3D-образ) тестовой многолучевой среды. В данном исследовании в качестве прообраза использован реальный топографический план застройки одного из микрорайонов г. Казани площадью 0.31 км² (см. рис. 2, а)). План застройки был получен из открытой картографической базы данных *OpenStreetMap* [12]. Для каждого здания указывалась информация о высоте и материалах конструкции. Итоговый 3D-образ модельного микрорайона формировался в свободно распространяемой среде графического объемного моделирования *Blender* [13].

Созданный 3D-образ содержал 43 здания различной высоты: от 6 до 42 м со средней высотой 14 м. Выбранный микрорайон включал в себя как открытые площадки, так и фрагменты плотной застройки, что позволяло учитывать различные сценарии распространения радиосигналов. Для модельного микрорайона было характерно преобладание таких материалов отражающих поверхностей как кирпич, бетон и металл. Типовые значения [2] диэлектрической проницаемости и удельной электропроводности для указанных материалов приведены в табл. 1.

На следующем этапе моделирования файлы с подготовленным 3D-образом загружались в алгоритм трассировки лучей, после чего задавались координаты размещения передатчика и приемника. Существуют две основные разновидности алгоритмов трассировки: с прямой и обратной трассировкой [7, 14].

В алгоритмах с прямой трассировкой тестовые лучи испускаются во всех направлениях и отслеживаются, какие из них достигают точки приема. Для выбранных лучей рассчитываются коэффициенты ослабления α_i , задержки τ_i и фазы θ_i .

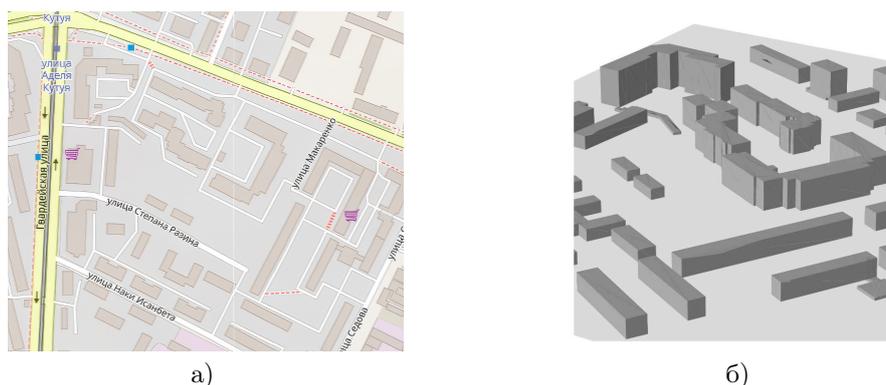


Рис. 2. Моделируемая городская застройка: а) топографическая карта, б) 3D-образ

Табл. 1

Электрические параметры материалов

Тип материала	Диэлектрическая проницаемость ϵ		Удельная электропроводность σ [См/м]		Диапазон частот (ГГц)
	реальная	мнимая	реальная	мнимая	
Кирпич	3.91	0	0.0238	0.16	1–40
Бетон	5.24	0	0.0462	0.7882	1–100
Металл	1	0	10^7	0	1–100

При достижении лучом отражающей поверхности на ней устанавливается точка ветвления, из которой во все возможные направления проводятся отраженные лучи. При многократном рассеянии траектория луча содержит более одной точки ветвления. Точность моделирования значительно зависит от количества лучей, генерируемых в точках ветвления.

В силу своей простоты алгоритмы с прямой трассировкой позволяют проводить вычисления одновременно для большого количества точек приема, что полезно для крупномасштабных городских симуляций. Как правило, эффективность вычислений удастся повысить за счет распараллеливания операций и использования мощных графических процессоров. Известными примерами алгоритмов с прямой трассировкой являются *3DScat* и *WirelessInSite* [8]. Общими недостатками указанных сред моделирования являются закрытый исполняемый код и невозможность модификации модели под имеющиеся задачи.

С методологической точки зрения, недостатком алгоритмов с прямой трассировкой является избыточность количества отслеживаемых лучей, особенно при небольшом количестве точек приема [7, 10]. Неизбежны также и ошибки дискретизации, обусловленные тем, что трассирующие лучи сходятся не строго в точке приема, а в некоторой ее окрестности, что вызывает неточности при синтезе импульсной характеристики канала.

Алгоритмы с обратной трассировкой лишены указанных недостатков, поскольку заранее учитывают только такие лучи, которые удовлетворяют принципу Ферма для заданных точек передачи и приема. Тем не менее селекция лучей требует большого количества предварительных вычислений, что может быть выполнено только при относительно небольшом количестве точек приема.

Алгоритмы с обратной трассировкой лежат в основе таких сред моделирования как *WiThRay* [7] и *Sionna* [11]. К сожалению, модель *WiThRay* предоставляется разработчиками в виде законченных исполнимых файлов, поэтому не могла быть адаптирована под цели исследования. Поэтому в качестве основного инструмента моделирования была выбрана среда *Sionna*, которая имеет открытый исполнимый код на базе библиотеки *TensorFlow* популярного языка программирования *Python*. Помимо этого, среда *Sionna* содержит готовые библиотеки и модули для моделирования систем связи стандартов 5G и 6G, что позволяет легко расширить область исследований.

2. Методика моделирования

В качестве основного сценария рассматривалась радиолиния протяжённостью $d = 200$ между базовой станцией (БС) и мобильным терминалом абонента системы связи (МТ). Антенна БС была размещена на высоте $h_1 = 2$ м над уровнем крыши, а антенна МТ находилась на высоте $h_2 = 1.5$ м над уровнем земли. Для каждого заданного расположения пунктов связи выполнялась трассировка лучей от БС до МТ и расчёт импульсной характеристики канала. При увеличении кратности m учитываемых переотражений увеличивалось количество парциальных компонент в импульсной характеристике. Кратность менялась в диапазоне $m = 1, \dots, 5$. Для получения усреднённых статистических данных по модельной области рассматривались все возможные расположения БС и МТ на созданной трёхмерной карте. Для этого карта разбивалась на квадратные сегменты со стороной 10λ (примерно 1.4 м), где λ – длина волны, и указанный размер служил приблизительной границей перехода к дальней зоне поля радиоволны. Поскольку площадь карты составляла 0.31 км^2 , было сгенерировано в общей сложности 50000 случайных расположений передатчика и приёмника при параметрах радиолинии, указанных в табл. 2.

Табл. 2

Параметры радиосистемы

Параметр	Значение
Протяжённость радиолинии, d (м)	200
Мощность передатчика P_T (Вт)	1
Несущая частота, f_0 (ГГц)	2.14
Высота подвеса антенн	$h_1 = 16$ м, $h_2 = 1.5$ м
Параметры городской застройки	$h = 14$ м, плотность застройки $\nu = 139$ зданий на км^2
Тип радиолинии	закрытая (отсутствие прямой видимости между БС и МТ), открытая (наличие прямой видимости)

При генерации реализаций радиолиний передатчик и приемник соединялись жестким стержнем фиксированной длины d , случайно ориентированным в пространстве (см. рис. 3). Из 50000 сгенерированных радиолиний со случайными ориентацией и координатами пунктов связи исключались случаи выхода БС за пределы крыши здания (рис. 3, случай 3) и попадания МТ внутрь здания (рис. 3, случай 4). После описанной селекции ансамбль модельных радиолиний сократился до 4000 реализаций, случайным образом разбросанных по созданной 3D-карте.

Дальнейший анализ показал, что из 4000 сгенерированных радиолиний 2182 оказались радиолиниями открытого типа (т. е. имели прямую видимость между передатчиком и приемником) и 1818 – радиолиниями закрытого типа (прямая видимость экранировалась другими зданиями).

Для каждой модельной радиолинии с помощью алгоритма трассировки лучей рассчитывалась импульсная характеристика канала $h_m(t)$ при пяти различных кратностях переотражений радиоволн $m = 1, \dots, 5$. При $m = 1$ количество парциальных лучей в импульсной характеристике было минимальным, а при $m = 5$ – максимальным. Путем сравнения импульсных характеристик, соответствовавших разным значениям m , определялось, какое количество переотражений испытал каждый парциальный луч. В результате в самой полной импульсной характеристике $h_5(t)$, полученной при $m = 5$, выделялись кластеры лучей, соответствовавших равной кратности переотражений, как показано на рис. 4.

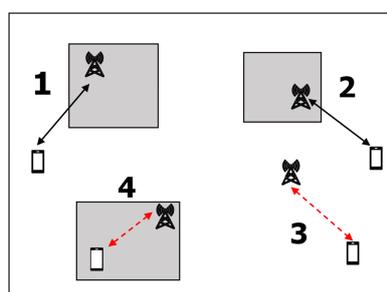


Рис. 3. Генерация ансамбля радиолиний (вид сверху на фрагмент модельной области)

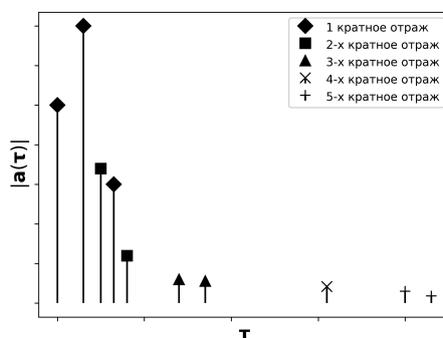


Рис. 4. Типовое распределение кластеров парциальных лучей по кратности переотражений

В рамках использованной модели трассировки лучей *Sionna* ослабление сигнала вычисляется по формуле ослабления в свободном пространстве:

$$L = 20 \lg d + 20 \lg f_0 + 20 \lg \left(\frac{4\pi}{c} \right) - G_T - G_R, \quad (2)$$

где d [м] – длина радиолинии, f_0 [Гц] – несущая частота радиосигнала, c – скорость света в вакууме, G_T – коэффициент усиления передающей антенны, G_R – коэффициент усиления приемной антенны. На детерминированное ослабление L

далее накладывается случайное крупномасштабное нормально распределенное замирание Z_i [дБ]. После этого вычисляется результат интерференции лучей в точке приема, что позволяет учитывать эффект быстрых (мелкомасштабных) замираний сигнала.

Для повышения точности моделирования уровень сигнала вычисляется не только в точке непосредственного размещения приемника, но и в окрестности 10 м^2 от него, чем формируется локальная карта покрытия в области приема. Результирующее значение ослабления сигнала L_Σ в децибелах вычисляется путем усреднения по локальной карте покрытия: $L_\Sigma = 10 \log \left\{ E_{\vec{p}} \left[10^{\frac{L_R(\vec{r}_R, \vec{p})}{10}} \right] \right\}$, где L_R [дБ] – ослабление сигнала в пределах карты покрытия, \vec{r}_R – радиус-вектор приемника, \vec{p} – вектор смещения вдоль локальной карты покрытия, $E[\cdot]$ – оператор усреднения по заданной области пространства.

Мощность принимаемого сигнала с учетом эффектов замираний:

$$P_R[\text{Вт}] = 10^{\frac{P_T[\text{дБм}] - L_\Sigma[\text{дБ}] - 30}{10}}, \quad (3)$$

где P_T [дБм] – мощность передатчика. Соответственно, медианный уровень амплитуды сигнала $U[\text{В}] = \sqrt{2 \cdot P_R \cdot R}$, где $R = 50$ Ом – входное сопротивление приемника. После вычисления амплитуд α_i парциальных лучей определялись вклады явлений $\{C_m\}$ m -кратных переотражений в регистрируемый радиосигнал. Вклады определялись как соотношение мощностей интерференции лучей из кластера m -кратных переотражений к мощности интерференции всех лучей (включая компонент прямой видимости):

$$C_m = \frac{\left| \sum_{i=1}^{n_m} \alpha_i \cdot e^{j \cdot 2\pi f_0 \tau_i} \right|^2}{\left| \sum_{i=0}^n \alpha_i \cdot e^{j \cdot 2\pi f_0 \tau_i} \right|^2}, \quad (4)$$

где n_m – количество лучей в кластере m -кратных переотражений, $n = \sum_{m=1}^5 n_m$.

Расчеты по формуле (4) проводились для всех 4000 модельных радиолиний, после чего их результаты усреднялись.

Для радиолиний открытого типа также рассчитывался коэффициент Райса:

$$K_R = \frac{E[\alpha_0^2]}{2 \text{ var} \left[\sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_i} \right]}, \quad (5)$$

где α_0 – амплитуда сигнала прямой видимости, $\text{var}[\cdot]$ – оператор дисперсии. Усреднение проводилось по подвыборке 2182 радиолиний открытого типа.

Результаты статистической обработки модельных данных, отражающих влияние многократного рассеяния на распространение сигналов в системах беспроводной подвижной связи, обсуждаются в следующем разделе.

3. Результаты моделирования

Статистический анализ ансамбля импульсных характеристик в условиях плотной городской застройки продемонстрировал существенное различие в распределениях ослабления сигнала при наличии и отсутствии прямой видимости между передатчиком и приемником. Соответствующие гистограммы распределения величины L_Σ представлены на рис. 5.

При наличии прямой видимости (см. рис. 5, а)) в распределении ослабления сигнала наблюдалась одна мода с максимумом около -74 дБ. При её отсутствии

(см. рис. 5, б)) основной максимум сместился примерно на -10 дБ, и возник побочный максимум в окрестности -115 дБ, обусловленный явлениями многократного переотражения. Средний коэффициент отражения радиоволн от стен и крыш зданий для модельного микрорайона города составил 0.68 , что близко к среднеквадратическому уровню $\frac{1}{\sqrt{2}}$ при равномерном распределении угла падения на идеальную отражающую поверхность. Последнее свидетельствует о том, что отражение радиоволн достаточно высокой выбранной частоты f_0 от стен зданий можно приближенно рассматривать как отражение от идеальной зеркальной поверхности.

Для радиолиний открытого типа дисперсия распределения ослабления сигнала оказалась относительно небольшой и составила 2.4 дБ². Следовательно, случайно рассеянная многолучевая компонента вносила небольшой вклад в принимаемый сигнал, что способствовало стабильности характеристик канала. Для радиолиний закрытого типа дисперсия распределения оказалась значительно выше и составила 116.3 дБ², что обусловлено двухмодовым характером распределения на рис. 5, б). Таким образом, в отсутствие прямой видимости характеристики канала и уровень мощности сигнала подвержены значительным вариациям.

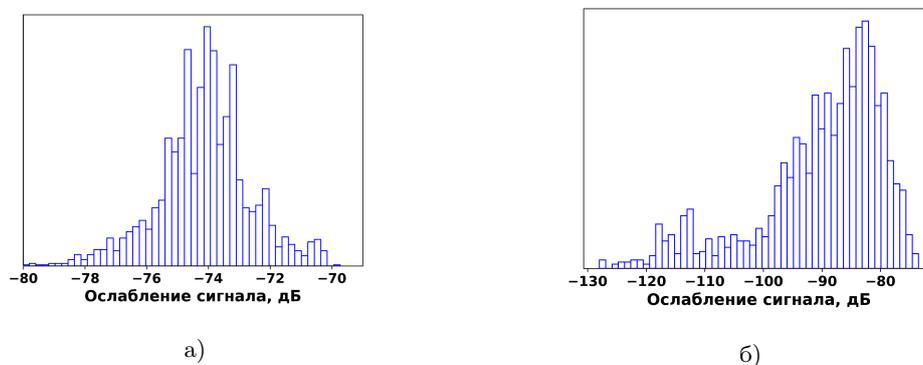


Рис. 5. Модельные гистограммы распределения ослаблений сигнала для случаев: а) наличия прямой видимости, б) отсутствия прямой видимости

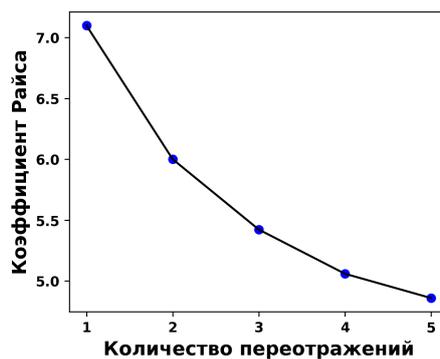


Рис. 6. Зависимость коэффициента Райса от максимальной кратности переотражений

Для радиолиний открытого типа была определена зависимость коэффициента Райса от кратности учитываемых переотражений m (см. рис. 6). Для обеспечения высокого качества связи желательны большие значения коэффициента Райса [15].

При его снижении роль случайно рассеянной компоненты сигнала усиливается, что ведет к возникновению нежелательных эффектов – глубоких замираний и межсимвольной интерференции.

Зависимость на рис. 6 имеет асимптотически спадающий характер. Это объясняется тем, что с ростом параметра m повышается количество парциальных лучей в импульсной характеристике канала, однако из-за быстрого спада мощности при многократных переотражениях вклад лучей с большой задержкой по времени становится незначительным.

На рис. 7 представлена средняя задержка парциальных лучей в зависимости от количества испытанных переотражений. Из рис. 7 видно, что в отсутствие прямой видимости парциальные лучи проходят до 1.5 раз более длинный путь до приемника, чем в случае преобладания компонента прямой видимости. Данное обстоятельство косвенно подтверждает выводы монографии [4], в которой утверждается, что в приближении теории однократного рассеяния многолучевая компонента сигнала создается ближайшим окружением подвижного приемника. Средняя задержка сигнала для сценария с прямой видимостью оказалась на 0.32 мкс ниже. Следовательно, при наличии экранирующих объектов между передатчиком и приемником средний путь случайно рассеянных лучей увеличился на 96 м, что составляет почти половину номинальной длины радиолинии d .

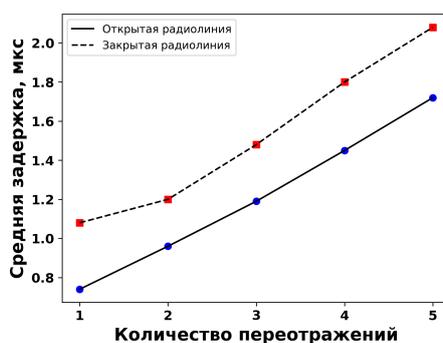


Рис. 7. Зависимость средней задержки лучей от количества переотражений

Учет многократных переотражений позволяет более обоснованно выбрать скорость передачи информационных символов в канале связи для исключения эффектов частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции [16]. Согласно рис. 7 передача информационных символов с периодом менее 2 мкс может приводить к наложению соседних символов и соответствующему росту количества ошибок при приеме информации.

По формуле (4) был оценен количественный вклад многократно переотраженных лучей в мощность регистрируемого сигнала. Результаты статистического анализа представлены в виде круговых диаграмм на рис. 8 (для радиолиний открытого типа) и рис. 9 (для радиолиний закрытого типа).

Согласно результатам моделирования, проведенного по методу трассировки лучей, при наличии прямой видимости случайно рассеянная многолучевая компонента дает примерно лишь 18%-ный вклад в мощность регистрируемого радиосигнала. При этом вклад двух- и болеекратно рассеянных волн в среднем не превосходит 7%. Таким образом, при моделировании радиолиний открытого типа для многих практических задач достаточно ограничиться приближением однократного рассеяния радиоволн на препятствиях.

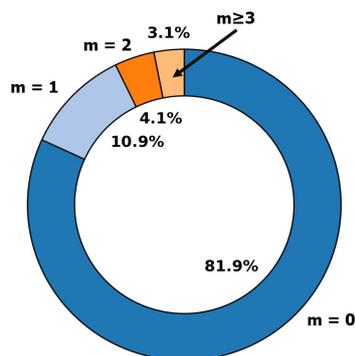


Рис. 8. Относительный вклад многократно рассеянных волн в мощность принимаемого сигнала (при наличии прямой видимости)

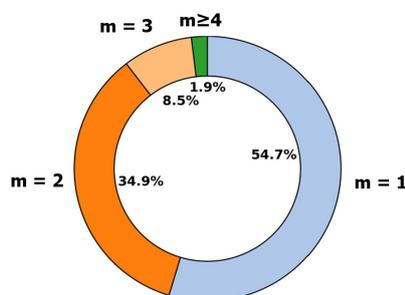


Рис. 9. Относительный вклад многократно рассеянных волн в мощность принимаемого сигнала (в отсутствие прямой видимости)

Иная картина наблюдается на радиолиниях закрытого типа. Согласно диаграмме на рис. 9 при моделировании радиолиний подобного рода необходимо учитывать по меньшей мере двукратно рассеянные волны, а в некоторых случаях может быть целесообразным учет и эффектов трехкратного рассеяния. Вопреки выводам исследования [4], учет эффектов однократного рассеяния не дает удовлетворительного описания процессов многолучевого распространения радиоволн, даже на относительно коротких радиолиниях длиной $d \sim 200$ м.

На рис. 10 показаны зависимости средней амплитуды парциального луча от количества испытанных переотражений.

При каждом акте отражения радиоволны от поверхности здания амплитуда ослаблялась примерно в $\sqrt{2}$ раза. Кроме того, как следует из рис. 7, при каждом переотражении путь луча в среднем увеличивался примерно на 100 м, что, согласно формуле (2), также способствовало ослаблению сигнала. Из рис. 10 можно заключить, что каждый акт переотражения примерно в 2.5–3 раза ослаблял парциальный луч. При этом амплитуда лучей в случае радиолинии открытого типа примерно в 5 раз превосходила амплитуду при наличии экранирующих объектов между передатчиком и приемником. Последнее обстоятельство необходимо учитывать при расчете области покрытия базовых станций систем мобильной радиосвязи.

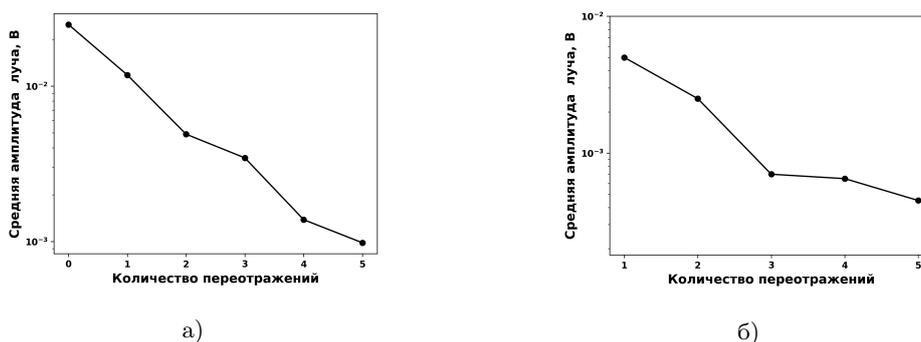


Рис. 10. Зависимость средней амплитуды частичного луча от количества переотражений: а) открытая радиолиния, б) закрытая радиолиния

Заключение

Методом трассировки лучей 3D-образа типового микрорайона застройки г. Казани выполнена количественная оценка вклада явлений многократного рассеяния радиоволн в импульсную характеристику радиолинии системы мобильной радиосвязи. Выявлено, что при моделировании линий связи с прямой видимостью между передатчиком и приемником для большинства практических задач достаточно ограничиться приближением однократного рассеяния. В случае экранирования прямой видимости необходим учет двух- и трехкратно рассеянных волн, что уточняет выводы теоретического анализа ряда предыдущих исследований.

Для рассмотренного микрорайона г. Казани около 55% случайно локализованных на карте радиолиний допускали прямую видимость между расположенной на крыше здания базовой станцией системы связи и расположенным на земле мобильным терминалом абонента. Для таких радиолиний коэффициент Райса варьировался в пределах от 5 до 7, что свидетельствовало об относительно малом участии случайно рассеянной многолучевой компоненты в регистрируемом радиосигнале.

Анализ средней задержки случайно рассеянных радиоволн показал, что передача информационных символов с периодом менее 0.8 мкс (в случае радиолинии открытого типа) и менее 1.5 мкс (в случае радиолинии закрытого типа) может привести к возникновению нежелательных эффектов межсимвольной интерференции и повышению количества ошибок при приеме информации. Это ограничивает максимальную скорость безошибочной передачи данных в системах мобильной радиосвязи.

Показано, что для частот радиосигналов выше 2.14 ГГц отражение радиоволн от элементов конструкций, состоящих из кирпича, бетона и металла, может приближенно рассматриваться как отражение от зеркальной поверхности. В результате численного моделирования показано, что каждый акт переотражения радиоволны от препятствий примерно в 2.5–3 раза ослабляет амплитуду сигнала в частичном луче. При этом амплитуда лучей в случае радиолинии открытого типа примерно в 5 раз превосходила амплитуду при наличии экранирующих объектов между передатчиком и приемником. Данное обстоятельство необходимо учитывать при расчете области покрытия базовых станций систем мобильной радиосвязи.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Литература

1. Yun Z., Iskander M.F. Ray tracing for radio propagation modeling: Principles and applications // IEEE Access. 2015. V. 3, P. 1089–1100. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2453991>.
2. Recommendation ITU-R P.2040-1. Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz. Ser. P: Radiowave Propagation. Geneva: Int. Telecommun. Union., 2015. 30 p.
3. Guan M., Wu Z., Cui Y., Cao X., Wang L., Ye J., Peng B. Multi-beam coverage and beamforming technology for high altitude platform station communication system // EURASIP J. Wireless Commun. Networking. 2019. Vol. 2019, No 1. Art 290. <https://doi.org/10.1186/s13638-019-1622-y>.
4. Пономарев Г.А., Куликов А.М., Тельпуховский Е.Д. Распространение УКВ в городе. Томск: Раско, 1991. 223 с.
5. Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн. М.: Гос. изд-во техн.-теор. лит., 1953. 870 с.
6. Greenstein L.J., Erceg V., Yeh Y.S., Clark M.V. A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels // IEEE Trans. Veh. Technol. 1997. V. 46, No 2. P. 477–485. <https://doi.org/10.1109/25.580786>.
7. Choi H., Oh J., Chung J., Alexandropoulos G.C., Choi J. WiThRay: A versatile ray-tracing simulator for smart wireless environments // IEEE Access. 2023. V. 11. P. 56822–56845. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3283610>.
8. Obeidat H., Ullah A., AlAbdullah A., Manan W., Obeidat O., Shawieb W., Dama Y., Kara-Zaïtri C., Abd-Alhameed R. Channel impulse response at 60 GHz and impact of electrical parameters properties on ray tracing validations // Electronics. 2021. V. 10, No 4. Art. 393. <https://doi.org/10.3390/electronics10040393>.
9. Jung J.-H., Lee J., Lee J.-H., Kim Y.-H., Kim S.-C. Ray-tracing-aided modeling of user-shadowing effects in indoor wireless channels // IEEE Trans. Antennas Propag. 2014. V. 62, No 6. P. 3412–3416. <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2313637>.
10. Mededović P., Veletić M., Blagojević Ž. Wireless insite software verification via analysis and comparison of simulation and measurement results // 2012 Proc. 35th Int. Conv. MIPRO. Opatija, 2012. P. 776–781.
11. Hoydis J., Aoudia F., Cammerer S., Nimier-David M., Binder N., Marcus G. Sionna RT: Differentiable ray tracing for radio propagation modeling // 2023 IEEE Globecom Workshops. Kuala Lumpur, 2023. P. 317–321. <https://doi.org/10.1109/GCWkshps58843.2023.10465179>.
12. OpenStreetMap: веб-картографический проект. URL: <https://www.openstreetmap.org>.
13. Blender: программное обеспечение. URL: <https://www.blender.org/>.
14. Catedra M.F., Perez J., Saez de Adana F., Gutierrez O. Efficient raytracing techniques for three-dimensional analyses of propagation in mobile communications: Application to picocell and microcell scenarios // IEEE Antennas Propag. Mag. 1998. V. 40, No 2. P. 15–28. <https://doi.org/10.1109/74.683539>.
15. Nooralizadeh H., Shirvani Moghaddam S. Appropriate algorithms for estimating frequency-selective Rician fading MIMO channels and channel Rice factor: Substantial benefits of Rician model and estimator tradeoffs // EURASIP J. Wireless Commun. Networking. 2010. V. 2010, No 1. Art. 753637. <https://doi.org/10.1155/2010/753637>.
16. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

Поступила в редакцию 30.05.2024

Принята к публикации 12.09.2024

Халиуллин Реваз Фархатович, аспирант кафедры радиофизики

Казанский (Приволжский) федеральный университет

ул. Кремлевская, д. 18, г. Казань, 420008, Россия

E-mail: *sven456634@gmail.com*

Сулимов Амир Ильдарович, кандидат физико-математических наук, доцент, доцент
кафедры радиофизики

Казанский (Приволжский) федеральный университет

ул. Кремлевская, д. 18, г. Казань, 420008, Россия

E-mail: *asulimo@gmail.com*

ISSN 2541-7746 (Print)

ISSN 2500-2198 (Online)

UCHENYE ZAPISKI KAZANSKOGO UNIVERSITETA.
SERIYA FIZIKO-MATEMATICHESKIE NAUKI
(Proceedings of Kazan University. Physics and Mathematics Series)

2024, vol. 166, no. 4, pp. 624–638

ORIGINAL ARTICLE

doi: 10.26907/2541-7746.2024.4.624-638

**Assessing the Contribution of Multiply Scattered Radio Waves
to the Impulse Response of a Wireless Channel**

*R.F. Khaliullin**, *A.I. Sulimov***

Kazan Federal University, Kazan, 420008 Russia

E-mail: **sven456634@gmail.com*, ***asulimo@gmail.com*

Received May 30, 2024; Accepted September 12, 2024

Abstract

Using a three-dimensional topographic map of a typical microdistrict in Kazan, multipath radio wave propagation in mobile radio communication systems was modeled by the method of ray tracing. An ensemble of 4000 radio links, each 200 m long, was generated and randomly positioned on the map. The wave propagation scenarios included both line-of-sight and non-line-of-sight conditions of visibility between transmitters and receivers. A quantitative analysis of the contribution made by multiply scattered waves to the channel impulse response was performed. The results show that single-scattering approximation is generally sufficient for 200-m line-of-sight links. However, in the non-line-of-sight scenario, it is necessary to also account for waves scattered two or three times.

Keywords: wireless communication, multipath propagation, channel impulse response, ray tracing, multiple scattering

Conflicts of Interest. The authors declare no conflicts of interest.

Figure Captions

Fig. 1. Typical impulse response of a multipath radio channel.

Fig. 2. Simulated urban area: a) topographic map, b) 3D model.

Fig. 3. Generation of the ensemble of radio links (top view of a fragment within the simulated area).

Fig. 4. Typical distribution of partial beam clusters by the ratio of re-reflections.

Fig. 5. Model histograms showing the distribution of signal fading in: a) line-of-sight conditions, b) non-line-of-sight conditions.

Fig. 6. Dependence of the Rician factor on the maximum ratio of re-reflections.

Fig. 7. Dependence of average ray delay on the number of re-reflections.

Fig. 8. Relative contribution of multiply scattered waves to the received signal power (in line-of-sight conditions).

Fig. 9. Relative contribution of multiply scattered waves to the received signal power (in non-line-of-sight conditions).

Fig. 10. Dependence of partial beam amplitude on the number of re-reflections: a) open radio link, b) obstructed radio link.

References

1. Yun Z., Magdy F.I. Ray tracing for radio propagation modeling: Principles and applications. *IEEE Access*, 2015, vol. 3, pp. 1089–1100. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2453991>.
2. Recommendation ITU-R P.2040-1. Effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz. Ser. P: Radiowave Propagation. Geneva, Int. Telecommun. Union., 2015. 30 p.
3. Guan M., Wu Z., Cui Y., Cao X., Wang L., Ye J., Peng B. Multi-beam coverage and beamforming technology for high altitude platform station communication system. *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, 2019, vol. 2019, no. 1, art. 290. <https://doi.org/10.1186/s13638-019-1622-y>.
4. Ponomarev G.A., Kulikov A.M., Tel'pukhovskii E.D. *Rasprostranenie UKV v gorode* [Propagation of Ultra-Short Waves in Urban Environments]. Tomsk, Rasko, 1991. 223 p. (In Russian)
5. Alpert Ya.L., Ginzburg V.L., Feinberg E.M. *Rasprostranenie radiovoln* [Propagation of Radio Waves]. Moscow, Gos. Izd. Tekh.-Teor. Lit., 1953. 870 p. (In Russian)
6. Greenstein L.J., Erceg V., Yeh Y.S., Clark M.V. A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1997, vol. 46, no. 2, pp. 477–485. <https://doi.org/10.1109/25.580786>.
7. Choi H., Oh J., Chung J., Alexandropoulos G.C., Choi J. WiThRay: A versatile ray-tracing simulator for smart wireless environments. *IEEE Access*, 2023, vol. 11, pp. 56822–56845. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3283610>.
8. Obeidat H., Ullah A., AlAbdullah A., Manan W., Obeidat O., Shauieb W., Dama Y., Kara-Zaïtri C., Abd-Alhameed R. Channel impulse response at 60 GHz and impact of electrical parameters properties on ray tracing validations. *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 4, art. 393. <https://doi.org/10.3390/electronics10040393>.
9. Jung J.-H., Lee J., Lee J.-H., Kim Y.-H., Kim S.-C. Ray-tracing-aided modeling of user-shadowing effects in indoor wireless channels. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2014, vol. 62, no. 6, pp. 3412–3416. <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2313637>.
10. Mededović P., Veletić M., Blagojević Ž. Wireless insite software verification via analysis and comparison of simulation and measurement results. *2012 Proc. 35th Int. Conv. MIPRO*. Opatija, 2012, pp. 776–781.
11. Hoydis J., Aoudia F., Cammerer S., Nimier-David M., Binder N., Marcus G. Sionna RT: Differentiable ray tracing for radio propagation modeling. *2023 IEEE Globecom Workshops*. Kuala Lumpur, 2023, pp. 317–321. <https://doi.org/10.1109/GCWkshps58843.2023.10465179>.
12. OpenStreetMap: Online mapping platform. URL: <https://www.openstreetmap.org>.
13. Blender: Software. URL: <https://www.blender.org/>.
14. Catedra M.F., Perez J., Saez de Adana F., Gutierrez O. Efficient raytracing techniques for three-dimensional analyses of propagation in mobile communications: Application to picocell and microcell scenarios. *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 1998, vol. 40, no. 2, pp. 15–28. <https://doi.org/10.1109/74.683539>.

15. Nooralizadeh H., Shirvani Moghaddam S. Appropriate algorithms for estimating frequency-selective Rician fading MIMO channels and channel Rice factor: Substantial benefits of Rician model and estimator tradeoffs. *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, 2010, vol. 2010, no. 1, art. 753637. <https://doi.org/10.1155/2010/753637>.
16. Proakis J. *Tsifrovaya svyaz'* [Digital Communications]. Moscow, Radio Svyaz', 2000. 800 p. (In Russian)

Для цитирования: Халиуллин Р.Ф., Сулимов А.И. Оценка вклада многократно рассеянных радиоволн в импульсную характеристику канала беспроводной связи // Учен. зап. Казан. ун-та. Сер. Физ.-матем. науки. 2024. Т. 166, кн. 4. С. 624–638. <https://doi.org/10.26907/2541-7746.2024.4.624-638>.

For citation: Khaliullin R.F., Sulimov A.I. Assessing the contribution of multiply scattered radio waves to the impulse response of a wireless channel. *Uchenye Zapiski Kazanskogo Universiteta. Seriya Fiziko-Matematicheskie Nauki*, 2024, vol. 166, no. 4, pp. 624–638. <https://doi.org/10.26907/2541-7746.2024.4.624-638>. (In Russian)