

doi: 10.17586/2226-1494-2022-22-2-392-400

УДК 654.16

Моделирование пропускной способности подвижных систем радиосвязи с применением методов пространственного кодирования сигнала

Артём Сергеевич Медведёв^{1✉}, Вячеслав Вячеславович Иванов²

^{1,2} Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

¹ art236960@yandex.ru✉, <https://orcid.org/0000-0001-9445-5062>

² ivanov@niuitmo.ru, <https://orcid.org/0000-0003-2220-252X>

Аннотация

В работе рассмотрены системы беспроводной сотовой радиосвязи вдоль автомобильных дорог с использованием технологии пространственного кодирования сигнала в многоантенных системах (Multiple-input Multiple-output, MIMO), в частности пространственное мультиплексирование и разнесенный прием. Предложен метод оценки производительности многоантенных систем с учетом многолучевого распространения сигнала в радиоканале и взаимной ориентации антенн. **Метод.** Применен метод переноса результатов рассчитанной корреляционной матрицы из программной модели радиоканала в программный симулятор физического уровня протокола сотовой связи. **Основные результаты.** Сформирована методика оценки производительности многоантенных систем при применении пространственного мультиплексирования для придорожных сетей сотовой связи. Исследованы корреляционные свойства канала между антеннами двух придорожных узлов, каждый из которых состоит из пары ортогональных антенн линейной поляризации, и абонентской станции с аналогичной парой антенн. Разработана модель предсказания для более точного определения корреляционной матрицы в симуляторах физического уровня по сравнению с вариантами подобных матриц, предложенных в спецификациях. Предложенное решение потенциально может быть расширено до устранения необходимости применения программных моделей радиоканала. **Практическая значимость.** Полученные результаты показали, что для систем, разработанных правильным образом, пропускная способность будет приближена к значениям при низкой пространственной корреляции. В этом случае не требуется рассматривать предложенный спецификациями случай высокой корреляции. Показано, что каналы между парами антенн (передатчиком и приемником) вносят в сигнал подобные друг другу поляризационные изменения (одинаковое вращение плоскости поляризации сигнала при повороте антенн). Сигналы будут сильно коррелированы, что необходимо учитывать при разработке систем с применением пространственного кодирования.

Ключевые слова

MIMO, поляризация, радиоканал, пространственное мультиплексирование, разнесенный прием

Ссылка для цитирования: Медведёв А.С., Иванов В.В. Моделирование пропускной способности подвижных систем радиосвязи с применением методов пространственного кодирования сигнала // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2022. Т. 22, № 2. С. 392–400. doi: 10.17586/2226-1494-2022-22-2-392-400

Throughput modeling of cellular network systems with spatial precoding

Artem S. Medvedev^{1✉}, Viacheslav V. Ivanov²

^{1,2} ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation

¹ art236960@yandex.ru✉, <https://orcid.org/0000-0001-9445-5062>

² ivanov@niuitmo.ru, <https://orcid.org/0000-0003-2220-252X>

Abstract

The paper discusses wireless cellular radio communication systems along highways using Multiple-input Multiple-output (MIMO, multiple transmit / receive antennas) technologies, in particular spatial multiplexing and diversity reception, and also proposes a model for assessing the potential gains in a multi-antenna system from MIMO, which takes into account the multipath of the channel and the relative orientation of the antennas. The work was carried out by transferring the

© Медведёв А.С., Иванов В.В., 2022

results of the calculated correlation matrix from stochastic channel model into the physical layer simulator of the cellular system protocol. A methodology for evaluating the performance of multi-antenna systems using spatial multiplexing for roadside cellular networks has been developed. The correlation properties of the channel between the antennas of the two roadside units (RSU), each of which has two perpendicular linearly polarized antennas and a user terminal with the same two orthogonally polarized antennas, have been investigated. A prediction scheme for the type of correlation matrix has been developed, which makes it possible to more accurately set the correlation matrix in simulators of the physical layer. The obtained results showed that for properly designed systems the throughput will be close to the throughput of low spatial correlation, and the case of high correlation proposed by the standard does not need to be modeled. It is also shown that the channels between Tx / Rx pairs that undergo similar polarization changes (the same relative spatial rotation of the antennas) will be strongly correlated, which must be taken into account when developing MIMO systems.

Keywords

MIMO, polarization, radio channel, spatial multiplexing, diversity reception

For citation: Medvedev A.S., Ivanov V.V. Throughput modeling of cellular network systems with spatial precoding. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2022, vol. 22, no. 2, pp. 392–400 (in Russian). doi: 10.17586/2226-1494-2022-22-2-392-400

Введение

В настоящее время число базовых станций мобильной радиосвязи на единицу площади увеличивается. Для финансово-выгодного развертывания таких сетей физический уровень базовых станций разделяют на центральные (BBU, от baseband unit) и распределенные (RRH/RRU, remote radio unit) узлы [1]. Общая пропускная способность абонентских устройств увеличивается, так как расстояние между абонентскими устройствами и базовыми станциями снижается, и повышается отношение сигнал/(интерференция + шум) (ОСИШ). Во избежание внутрисистемных помех и для снижения стоимости RRU приходится располагать на меньшей высоте, что может приводить к полному перекрытию линии прямой видимости. Решением подобной проблемы может быть комбинирование сигналов, передаваемых с пространственно-разнесенных антенн [2]. В случае отсутствия перекрытия, возможно увеличение пропускной способности системы путем одновременной передачи нескольких потоков данных (пространственное мультиплексирование) [3]. Практический выигрыш от применения подобных решений сложно оценить аналитически.

Схожие задачи решают научные группы на предприятиях и в университетах по всему миру, таких как METIS (Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society) [4], MiWEBA (Millimetre-Wave Evolution for Backhaul and Access) [5], NYU (New York University) [6], COST2100 [7] и др.

В настоящей работе сформулирован простой метод оценки выигрыша от применения технологий Multiple-input Multiple-output (MIMO) в распределенных антенных системах вдоль дорог, в частности пространственное мультиплексирование и разнесенный прием, с учетом ориентации антенн линейной поляризации. Приведен пример распределенной антенной системы, в которой видно улучшение за счет применения технологии MIMO вдоль дороги, и выполнена оценка качества такой системы.

Объект моделирования

Вдоль дороги устанавливаются антенны базовой станции (придорожные узлы, Road side unit, RSU).

Сигнал, приходящий на эти узлы (или отправляемый с данных узлов), обрабатывается для всех антенн совместно.

На рис. 1 схематически изображены эффекты, определяющие возможность применения технологий MIMO в исследуемой системе. Вдоль автомобильной дороги устанавливаются два RSU, с разных сторон от дороги. Антенны передатчика и приемника соединены лучами, обозначающими пути прямой видимости при распространении радиоволны. Основные искажения лучей: многолучевое распространение (желтая прерывистая линия, отражение от асфальта); когерентное сложение отраженных лучей с лучом прямой видимости; когерентное и некогерентное сложение других сигналов.

Существует два принципиально отличных метода пространственного кодирования:

— когерентное усиление мощности одного сигнала путем фазирования антенных элементов. Данный метод используется при формировании луча и при

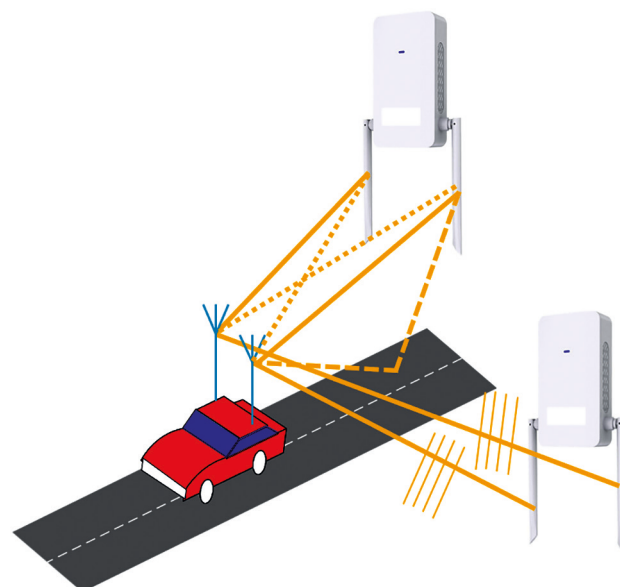


Рис. 1. Пути прямой видимости, помехи и многолучевое распространение

Fig. 1. Line of sight paths, interference and multipath propagation

пространственном разнесении, линейный набег фаз сигнала на различных антенных элементах компенсируется внесением соответствующих задержек сигналу при передаче и/или приеме;

- пространственное мультиплексирование разных сигналов — передача нескольких отдельных пространственно-ортогонализированных потоков сигналов. Такая ортогонализация достигается, например, с помощью сингулярного разложения (Singular Value Decomposition, SVD) канальных матриц [8] и перемножением сигнала на передатчике и приемнике соответствующими векторами SVD (цифровое антенное кодирование).

Эффективность применения данных методов пространственного кодирования определяется тем, насколько коррелированы разные пути между антенными элементами приемника и передатчика. При низкой корреляции наиболее эффективным оказывается метод пространственного мультиплексирования, а при высокой — когерентного усиления. Для передачи больших объемов информации целесообразно применение метода пространственного мультиплексирования, а для повышения надежности — когерентного усиления.

Моделирование канала (корреляционных матриц)

Один из способов моделирования радиоканала при наличии многолучевого распространения — описание импульсной характеристики в виде профиля комплексных амплитуд для разных временных задержек прихода сигнала. Данную модель можно описать выражением:

$$y_j(t) = \sum_k (h_{ij}(t - \tau_k) x_i(t)) + n_j(t). \quad (1)$$

В (1) разные пути распространения приводят к сумме переданных сигналов с разными значениями пришедшей амплитуды и времени прибытия (на приемнике наблюдается сигнал $x_i(t)$ и его переотраженные копии, приходящие с задержками τ_k). На каждой приемной антенне j будет принят сигнал $y(t)$, а для каждой передающей антенны i — сигнал $x(t)$. Матрица $\mathbf{H}$ из элементов h_{ij} называется канальной матрицей.

Пространственная корреляционная матрица $\mathbf{R}$ для канальной матрицы $\mathbf{H}$ имеет вид:

$$\mathbf{R} = E[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^*], \quad (2)$$

где $\mathbf{H}$ — канальная матрица; $\text{vec}(\mathbf{H})$ — вектор размера $N_r \times N_t$, составленный из столбцов матрицы $\mathbf{H}$; N_r и N_t — количество приемных и передающих антенн; E — применение операции математического ожидания к каждому элементу матрицы; символ «*» — эрмитово сопряжение.

Рассмотрим частный пример реализации моделирования канала — стохастическую модель радиоканала, описанную в спецификациях консорциума по стандартизации в мобильной телефонии (3d Generation Partnership Project, 3GPP). Данная модель канала реализована в программном пакете QuaDriga Channel Model [9], разработанном Fraunhofer Henrich Herz Institute [10].

Приведем выражение для коэффициентов канальной матрицы [9, раздел 7.5-29],

$$h_{u,s}(t) = \begin{bmatrix} F_{rx,u,\theta}(\theta_{ZOA}, \varphi_{AOA}) \\ F_{rx,u,\phi}(\theta_{ZOA}, \varphi_{AOA}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{ZOD}, \varphi_{AOD}) \\ F_{tx,s,\phi}(\theta_{ZOD}, \varphi_{AOD}) \end{bmatrix} \exp\left(-j2\pi \frac{d_{3D}}{\lambda_0}\right) \times \quad (3) \\ \times \exp\left(j2\pi \frac{\mathbf{r}_{rx}^T \mathbf{d}_{rx,u}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\mathbf{r}_{tx}^T \mathbf{d}_{tx,s}}{\lambda_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\mathbf{r}_{tx}^T \mathbf{V}}{\lambda_0} t\right),$$

где $F_{rx,u,\theta}$ и $F_{rx,u,\phi}$ — диаграммы направленности поля элемента u приемной антенны, по которым определяется коэффициент усиления антенного элемента в направлении углов θ и ϕ . Диаграммы направленности задаются отдельно для двух поляризационных компонент поля в направлении сферических базисных векторов θ и ϕ . $F_{tx,s,\theta}$ и $F_{tx,s,\phi}$ — соответствующие диаграммы направленности поля передающего антенного элемента s . $\mathbf{r}_{rx}$ — единичный вектор с углом прибытия по азимуту φ_{AOA} и углом прибытия по высоте θ_{ZOA} , $\mathbf{r}_{tx}$ — единичный вектор с углом отправления по азимуту φ_{AOD} и углом отправления по высоте θ_{ZOD} ; $\mathbf{d}_{rx,u}$ и $\mathbf{d}_{tx,s}$ — векторы местоположения приемного и передающего антенных элементов u и s ; d_{3D} — трехмерное расстояние между передатчиком и приемником; λ_0 — длина волны несущей сигнала.

Для переотраженных лучей матрица $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$ изменяется и отражает поляризационные превращения сигнала и перекачку мощности между поляризациями, рассчитываемую по формулам Френеля, а также другими моделями. Составляющая доплеровской частоты зависит от углов прихода (AOA , ZOA) и вектора скорости $\mathbf{V}$, который имеет модуль v , углы азимута и подъема φ_v , θ_v соответственно, и определяется выражением:

$$F = \frac{\mathbf{r}_{rx}^T \mathbf{V}}{\lambda_0},$$

где

$$\mathbf{V} = v[\sin\theta_v \cos\varphi_v \quad \sin\theta_v \sin\varphi_v \quad \cos\theta_v]^T,$$

$$\mathbf{r}_{rx}^T = [\sin\theta_{ZOA} \cos\varphi_{AOA} \quad \sin\theta_{ZOA} \sin\varphi_{AOA} \quad \cos\theta_{ZOA}].$$

Таким образом, максимальный доплеровский сдвиг равен

$$F_m = \frac{v}{\lambda_0} = \frac{vf}{c}.$$

Согласно государственной комиссии по радиочастотам, допустимое отклонение частоты f в сетях сотовой связи четвертого поколения составляет 350 Гц. При частоте $f = 3,5$ ГГц и скорости света $c = 3 \cdot 10^5$ км/с, получим $v = \frac{cF_m}{f} = 108$ км/ч. Следовательно, при скоростях до 108 км/ч эффект Доплера не будет оказывать влияния. При скоростях более 108 км/ч в протоколе предусмотрена система автоматической подстройки частоты несущего сигнала, которая работает при скорости движения до 4000 км/ч. Отметим другие важные факторы, влияющие на производительность систем

связи с движущимися абонентскими устройствами: блокирование сигнала зданиями, что приводит к задержкам сигнала и к необходимости подключения к новой базовой станции; снижение ОСИШ в рамках одной базовой станции при быстром отдалении от нее. При блокировании пути прямой видимости грузовыми автомобилями, продолжается передача сигнала на модуляционно кодовой схеме, выбранной в соответствии с первоначальным ОСИШ, что ведет к невозможности принятия пакета, появляется задержка ввиду необходимости перестройки модуляционно кодовой схемы и повторной передачи части пакета.

Снижение пропускной способности в сетях 5-го поколения с применением ММО может быть вызвано еще одним фактором. Может возникнуть необходимость изменения коэффициентов антенн либо выделение других ресурсов частотно-временной сетки, если первоначальные ресурсы оказываются заняты на новой «соте».

В моделях канала для симуляции работы протокола физического уровня систем связи, таких как «модель линии задержки» (TDL) и «кластеризованная линия задержки» (CDL), учитываются многие параметры многолучевого распространения, такие как К-фактор Райса и среднеквадратическое рассеяние по задержке прихода сигнала. В CDL учитываются рассеяния по углам прихода и отправления в сферических координатах по азимуту и подъему, используемые при сравнении антенн с разными диаграммами направленности. Особенностью TDL/CDL-моделей, в отличие от геометрической модели радиоканала, является подход к определению мощности сигнала. Вместо точного расчета пришедшей мощности сигнала от отдельных антенн и отдельных временных отчетов, мощность описывается некоторым случайным распределением (Райса или Рэлея) относительно некоторого среднего значения принимаемой мощности. Тогда среднее значение является входным параметром модели, задаваемым через величину ОСИШ. Несмотря на то, что диаграммы направленности отдельных антенн в модели CDL можно поворачивать в ходе симуляции движения автомобиля, этого

недостаточно для описания канала распределенных антенных систем, так как диаграммы направленности в таких системах разнесены. Критическое ограничение модели для данного приложения — невозможность оценить для TDL-модели пространственную корреляцию каналов между отдельными парами антенн передатчика (ПРД) и приемника (ПРМ). Пространственная корреляция — определяющий параметр производительности ММО-систем. Существующий на сегодняшний день подход моделей TDL — задать один из трех вариантов пространственной корреляционной матрицы, описанных в спецификациях.

Эффективность методов ММО можно предсказать, если задать вид корреляционной матрицы в симуляции физического уровня. В настоящей работе авторами разработан метод предсказания корреляционной матрицы. Рассмотрим пример антенной системы размером 4×2 : между каждой парой антенн приемника и передатчика находится свой канал h_{ij} (всего 8 пространственных путей); амплитуда и набег фазы каналов зависят от взаимной ориентации антенн; каждый путь может быть коррелирован с другим путем в разной степени. Предположим, что каждый антенный элемент излучает/принимает сигнал изотропно, но только одну составляющую поля — θ или ϕ , т. е. одна составляющая поля равна 0, а другая — 1 вне зависимости от направления углов θ и ϕ . Чем меньше коррелированы отдельные пути, тем больше данных возможно передавать в единицу времени. Аналитическая схема антенной системы изображена на рис. 2.

Заметим, что пути, начинающиеся с антенных элементов и совпадающие в пространстве, будут более коррелированы, чем каналы от антенных элементов, расположенных на расстоянии. Каналы, вносящие одинаковые поляризационные превращения сигнала, отмеченные жирным шрифтом, коррелированы сильнее, чем каналы, вызывающие разные поляризационные изменения сигнала.

Корреляционная матрица с выделенными цветами путями имеет вид [11]:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} h_{11}h_{11}^* & h_{11}h_{21}^* & h_{11}h_{12}^* & h_{11}h_{22}^* & h_{11}h_{13}^* & h_{11}h_{23}^* & h_{11}h_{14}^* & h_{11}h_{24}^* \\ h_{21}h_{11}^* & h_{21}h_{21}^* & h_{21}h_{12}^* & h_{21}h_{22}^* & h_{21}h_{13}^* & h_{21}h_{23}^* & h_{21}h_{14}^* & h_{21}h_{24}^* \\ h_{12}h_{11}^* & h_{12}h_{21}^* & h_{12}h_{12}^* & h_{12}h_{22}^* & h_{12}h_{13}^* & h_{12}h_{23}^* & h_{12}h_{14}^* & h_{12}h_{24}^* \\ h_{22}h_{11}^* & h_{22}h_{21}^* & h_{22}h_{12}^* & h_{22}h_{22}^* & h_{22}h_{13}^* & h_{22}h_{23}^* & h_{22}h_{14}^* & h_{22}h_{24}^* \\ h_{13}h_{11}^* & h_{13}h_{21}^* & h_{13}h_{12}^* & h_{13}h_{22}^* & h_{13}h_{13}^* & h_{13}h_{23}^* & h_{13}h_{14}^* & h_{13}h_{24}^* \\ h_{23}h_{11}^* & h_{23}h_{21}^* & h_{23}h_{12}^* & h_{23}h_{22}^* & h_{23}h_{13}^* & h_{23}h_{23}^* & h_{23}h_{14}^* & h_{23}h_{24}^* \\ h_{14}h_{11}^* & h_{14}h_{21}^* & h_{14}h_{12}^* & h_{14}h_{22}^* & h_{14}h_{13}^* & h_{14}h_{23}^* & h_{14}h_{14}^* & h_{14}h_{24}^* \\ h_{24}h_{11}^* & h_{24}h_{21}^* & h_{24}h_{12}^* & h_{24}h_{22}^* & h_{24}h_{13}^* & h_{24}h_{23}^* & h_{24}h_{14}^* & h_{24}h_{24}^* \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Отдельные элементы матрицы (4) изображены в соответствии с формулами (2) и (3). При этом h — канал между одной парой передающей и приемной антенн. В матрице первое число h — номер передающей антенны, а второе — номер приемной антенны.

Из построенных изображений на рис. 2 можно предсказать, какие элементы корреляционной матрицы будут больше по модулю, а какие меньше. Если оба пути претерпевают одинаковые поляризационные превращения (оба выделены жирным), то коэффициент

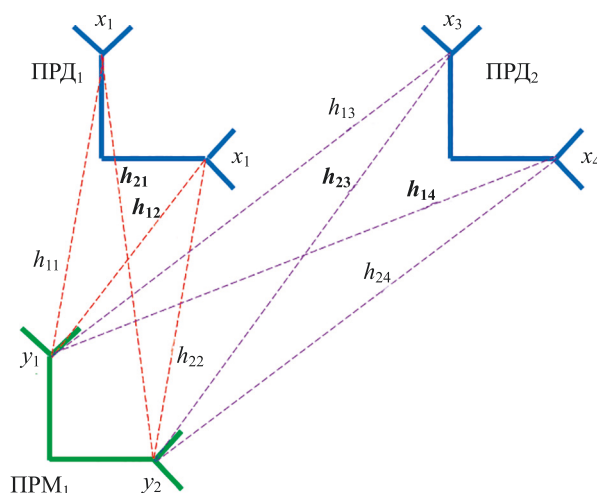


Рис. 2. Аналитическая схема 4×2 антенной системы, где ПРД — передатчик; ПРМ — приемник; x — переданный сигнал передатчиком; y — полученный сигнал от приемника; h — канал.

Цветом отмечены группы коррелированных каналов

Fig. 2. Analytical scheme of a 4×2 antenna system, where ПРД — transmitter; ПРМ — receiver; x — transmitted signal; y — received signal; h — channel

корреляции будет наивысшим. Пути между взаимно ортогональными антеннами имеют огромные потери, и модуль коэффициента корреляции также оказывается мал, что ведет к обнулению некоторых элементов главной диагонали корреляционной матрицы. Заметим, что пути между парами развернутых антенн (в частности, ортогонально развернутых) могут быть сильно коррелированы, так как корреляция определяется не ориентацией антенн, а поляризационными изменениями между парами антенн, что является неочевидным, но очень важным фактором при разработке ММО-систем.

На рис. 3 показан результат моделирования корреляционной матрицы по формулам (2) и (3), который качественно повторяет предположения, сделанные на основе рис. 2.

Сформулируем аналитическую модель описания пространственной корреляционной матрицы, с учетом выражений (2) и (3):

$$R_{km} = R_{mk} = \left\{ \begin{bmatrix} F_{rx,k,\theta} \\ F_{rx,k,\varphi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,k,\theta} \\ F_{tx,k,\varphi} \end{bmatrix} \right\} \times \\ \times \left\{ \begin{bmatrix} F_{rx,m,\theta} \\ F_{rx,m,\varphi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,m,\theta} \\ F_{tx,m,\varphi} \end{bmatrix} \right\} \times \\ \times \exp \left(-j2\pi \frac{(d_{3D,k} - d_{3D,m}) + (\mathbf{r}_{rx}^T \mathbf{d}_{rx,k}) - (\mathbf{r}_{rx}^T \mathbf{d}_{rx,m}) + (\mathbf{r}_{tx}^T \mathbf{d}_{tx,s})}{\lambda_0} \right), \quad (5)$$

где k и m — номера строк и столбцов корреляционной матрицы.

Для оценки эффективности ММО с учетом корреляционной матрицы, рассчитанной по формуле (5), применим ее в симуляторе физического уровня протокола сотовой связи, имплементированного в MATLAB. В симуляторе временные задержки импульсной характеристики заданы таблицей, общая мощность нор-

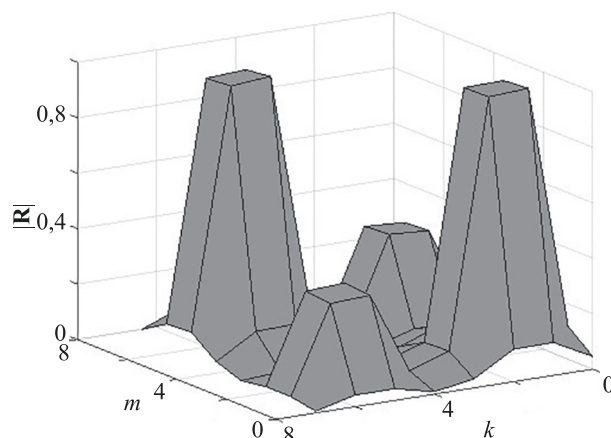


Рис. 3. Нормализованные модули корреляционной матрицы первого отсчета (линия прямой видимости)

Fig. 3. Normalized absolute values of the correlation matrix of the first sample (line of sight)

Таблица. Параметры физического уровня и моделирования канала
Table. Parameters of the physical layer and channel modeling

Параметр		Значение
Физический уровень	несущая частота	3,5 ГГц
	ширина поднесущей OFDM-символов	15 кГц
	ширина полосы сигнала	5 МГц (25 ресурсных блоков по 12 поднесущих)
	длина циклического префикса	144 отчета для всех символов в слоте, кроме 1-го и 7-го, в которых длина циклического префикса составляет 160 отчетов [12]
	канал данных вниз (Physical Downlink Shared Channel, PDSCH)	весь временной слот (14 OFDM-символов)
	модуляционно-кодовые схемы	[13, раздел 5.2.2]
	пилотные поднесущие	в 3-м OFDM-символе с начала слота (если считать с единицы, mapping type A, pos2), 1 символ на слот (0 дополнительных), каждые 4 поднесущие по 2 поднесущие
	число антенн	на передатчике — 4, на приемнике — 2
	число слоев для передачи (layers)	для пространственного мультиплексирования — 2
Моделирование канала	временные задержки прихода лучей и их мощности	из таблицы TDL-D [9, раздел 7.7.2]
	среднеквадратическое рассеяние по задержке	300 нс
	реализации канала	на все моделирование генерируется по одной реализации канала для каждой пары антенн между ПРД и ПРМ
	распределение для генерации реализации канала	по Райсу величина K-factor-a 13
	пространственная корреляция каналов между каждой парой антенн	«Низкая» корреляция (Low) — корреляционная матрица единичная, «Высокая» корреляция (High) взято в соответствии со спецификацией [11]
	ОСИШ	в диапазоне от –10 до 25 дБ с шагом 2,5 дБ
	число OFDM-кадров по 1 мс	100

мирована к единице, а комплексные коэффициенты генерируются согласно комплексному нормальному распределению (распределению Рэлея). В приемнике выполнена идеальная оценка канала и шума на основе входных параметров канала и ОСИШ; применен алгоритм минимальной среднеквадратичной ошибки для демодуляции; в многочастотном сигнале с ортогональным разделением поднесущих (Orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) происходит откидывание циклического префикса, быстрое преобразование Фурье, извлечение данных из ресурсной сетки; для декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность использован алгоритм Layered Belief Propagation.

В таблице представлены параметры физического уровня для симуляций моделирования канала.

Результаты моделирования пропускной способности трех вариантов корреляционных матриц, показаны на рис. 4. На рис. 4, а изображены кривые для различных модуляционно-кодовых схем, при использовании корреляционной матрицы, рассчитанной по формуле (5), а на рис. 4, б и с — для табличных корреляционных матриц из спецификации [11].

Отметим, что по полученным результатам на рис. 4 невозможно визуально сравнить производительность

протокола для трех вариантов канала. Для решения данной проблемы изобразим кривые огибающих пропускной способности (рис. 5) на основе графиков (рис. 4) для разных модуляционно-кодовых схем.

Результаты сравнения пропускных способностей на рис. 4 и 5 показали, что разница кривых пространственных корреляционных матриц «Низкая» и «Специальная» для значений ОСИШ 2,5, 7,5 и 17,5 дБ составляет 1 Мбит/с.

Таким образом, при грамотно спроектированной антенной системе, корреляция между пространственно разнесенными антеннами будет «Низкой», и не нужно рассматривать случай «Высокой» корреляции. Под грамотно спроектированной имеется в виду два фактора:

- 1) число независимых пространственных потоков, передаваемых одновременно, не должно быть выше числа независимых путей распространения, которые могут быть сформированы с помощью пространственного разнесения антенн, либо разделением по поляризации;
- 2) коэффициенты пространственного кодирования антенн подобраны с учетом достаточно точных данных о канале передачи по всем путям распространения. Такие данные можно получить, передавая опорные сигналы для каждой передающей антенны.

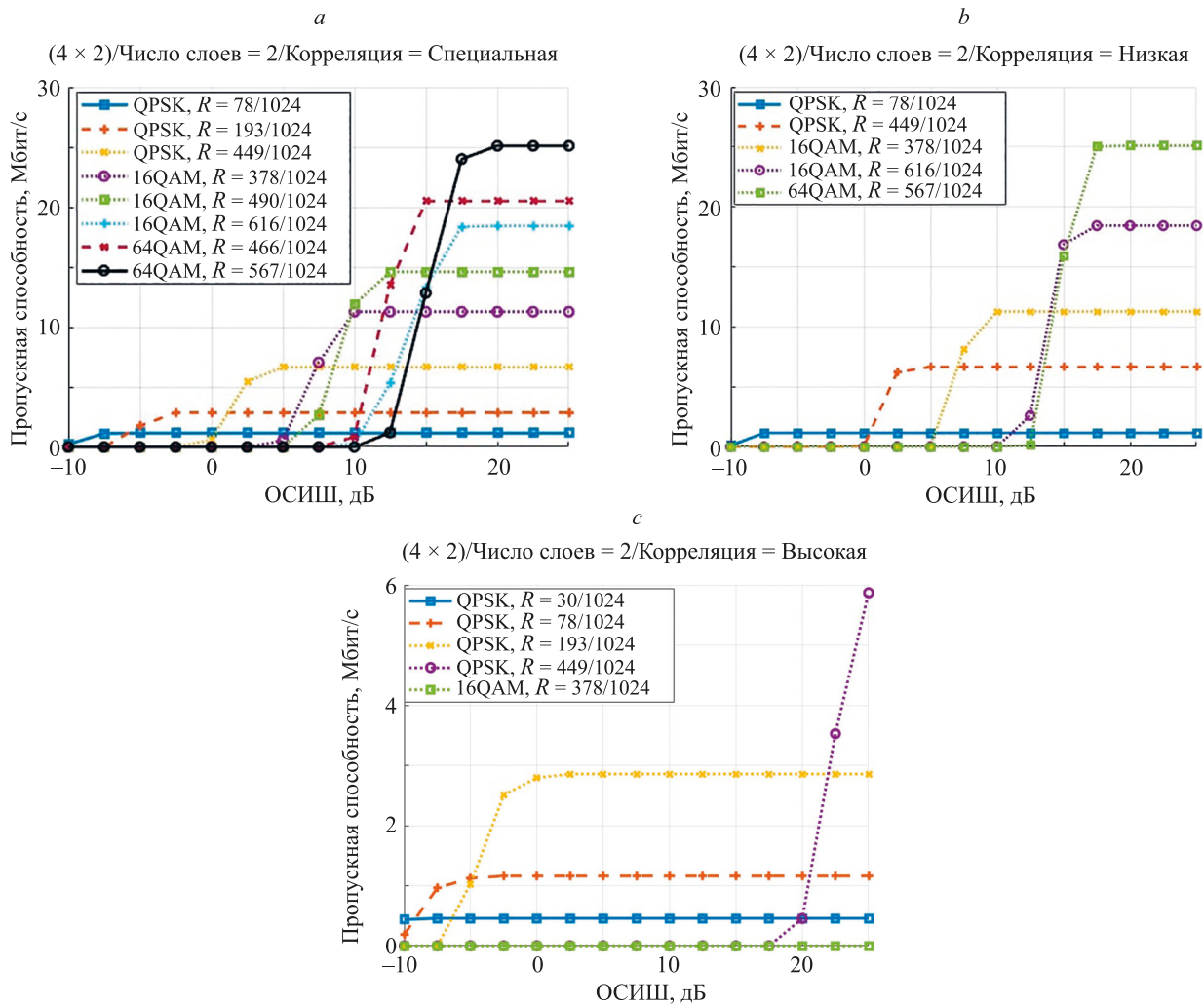


Рис. 4. Сравнение пропускной способности моделированной системы корреляции «Специальная» (a) со случаями «Низкой» (b) и «Высокой» (c) корреляций, где QPSK и QAM — квадратурная фазовая и квадратурная амплитудная модуляции соответственно, а R — скорость кода (отношение количества полезных бит к полному числу бит, включая избыточные биты для коррекции ошибок)

Fig. 4. Comparison of the throughput of the simulated correlation system “Special” (a) versus the case of “Low” correlation (b) and “High” correlation (c), where QPSK and QAM are quadrature phase and quadrature amplitude modulation, respectively, and R is the code rate (ratio of useful bit length to the full bit length which includes redundant bits for error correction)

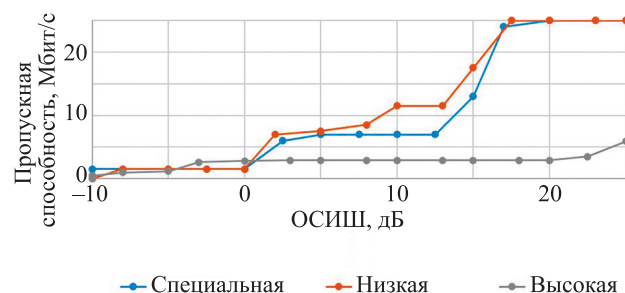


Рис. 5. Огибающие пропускной способности при использовании пространственных корреляционных матриц: «Низкой» и «Высокой» корреляций из спецификации [11]; «Специальной» — рассчитанной по модели, предложенной в работе

Fig. 5. Throughput envelopes when using various options for spatial correlation matrices — “Low” and “High” correlation from the specification [11], and “Special” — calculated according to the model proposed in the present work

Заключение

В работе сформирована методика оценки производительности многоантенных систем, применяющих пространственное мультиплексирование для придорожных сетей сотовой связи.

Исследованы корреляционные свойства канала между антеннами двух придорожных узлов, у каждого из которых по две перпендикулярно расположенные линейно-поляризованные антенны и абонентская станция с такими же двумя антеннами, ориентированными перпендикулярно.

Разработана модель предсказания вида корреляционной матрицы, позволяющая задать ее более точно в симуляторах физического уровня.

Показано, что при правильной разработке антенных систем результаты пропускной способности будут приближены к результатам при «Низкой» пространственной корреляции, и предложенный стандартом случай «Высокой» корреляции рассматривать не требуется.

Обнаружено, что каналы между парами приемных и передающих антенн, претерпевающих схожие поляризационные изменения (одинаковый относительный пространственный поворот антенн) будут сильно коррелированы, что необходимо учитывать при разработке ММО-систем.

Литература

1. Крюков Я.В., Покамestов Д.А., Рогожников Е.В., Новичков С.А., Лаконцев Д.В. Анализ вычислительной сложности и времени выполнения стека протоколов в сетях 5G new radio // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2020. Т. 23. № 3. С. 31–37. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2020-23-3-31-37>
2. Sergeev A.M., Blaunstein N.Sh. Evolution of multiple-access networks — cellular and non-cellular — in historical perspective. Part 4 // Информационно-управляющие системы. 2019. № 1. С. 65–75. <https://doi.org/10.31799/1684-8853-2019-1-65-75>
3. Starovoytov M.Yu. The study of performance limits of receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing in non-stationary channel // T-Comm - Телекоммуникации и Транспорт. 2017. Т. 11. № 8. С. 63–68.
4. ICT-317669-METIS/D8.4 Project Name: Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society (METIS): Deliverable D8.4 METIS final project report. Date of delivery: 30.04.2015.
5. Weiler R.J., Peter M., Keusgen W., Maltsev A., Karls I., Puduev A., Bolotin I., Siaud I., Ulmer-Moll A.-M. Quasi-deterministic millimeter-wave channel models in MiWEBA // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2016. N 1. P. 84. <https://doi.org/10.1186/s13638-016-0568-6>
6. Kanhere O., Rappaport T.S. Position Location for futuristic cellular communications: 5G and beyond // IEEE Communications Magazine. 2021. V. 59. N 1. P. 70–75. <https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2000150>
7. Liu L., Oestges C., Poutanen J., Haneda K., Vainikainen P., Quittin F., Tufvesson F., Doncker P. The COST 2100 MIMO channel model // IEEE Wireless Communications. 2012. V. 19. N 6. P. 92–99. <https://doi.org/10.1109/MWC.2012.6393523>
8. Busche H., Vanaev A., Rohling H. SVD-based MIMO precoding and equalization schemes for realistic channel knowledge: Design criteria and performance evaluation // Wireless Personal Communications. 2009. V. 48. N 3. P. 347–359. <https://doi.org/10.1007/s11277-008-9526-x>
9. 3GPP TR 38.901. 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. v16.1.0 Jan. 2020 [Электронный ресурс]. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (дата обращения: 01.03.2022).
10. Jaecel S., Raschkowski L., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. QuaaDRiGa: Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation. Document Revision v2.0.0. 2017. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2017.
11. 3GPP TR 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. V10.3.0 (2011-06) [Электронный ресурс]. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/10.03.00_60/ts_136101v100300p.pdf (дата обращения: 01.03.2022).
12. 3GPP TS 38.211 5G; NR; Physical channels and modulation. V15.2.0 (2018-07) [Электронный ресурс]. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/15.02.00_60/ts_138211v150200p.pdf (дата обращения: 01.03.2022).
13. 3GPP TS 38.214 5G; NR; Physical layer procedures for data V15.3.0 (2018-10) [Электронный ресурс]. URL: <https://www.etsi.org/>

References

1. Kryukov Y.V., Pokamestov D.A., Rogozhnikov E.V., Novichkov S.A., Lakontsev D.V. Analysis of computational complexity and processing time evaluation of the protocol stack in 5G new radio. *Proceedings of TUSUR University*, 2020, vol. 23, no. 3, pp. 31–37. (in Russian). <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2020-23-3-31-37>
2. Sergeev A.M., Blaunstein N.Sh. Evolution of multiple-access networks — cellular and non-cellular — in historical perspective. Part 4. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2019, no. 1, pp. 65–75. <https://doi.org/10.31799/1684-88532019-1-65-75>
3. Starovoytov M.Yu. The study of performance limits of receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing in non-stationary channel. *T-Comm*, 2017, vol. 11, no. 8, pp. 63–68.
4. ICT-317669-METIS/D8.4 Project Name: Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society (METIS). Deliverable D8.4 METIS final project report, Date of delivery: 30.04.2015.
5. Weiler R.J., Peter M., Keusgen W., Maltsev A., Karls I., Puduev A., Bolotin I., Siaud I., Ulmer-Moll A.-M. Quasi-deterministic millimeter-wave channel models in MiWEBA. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2016, no. 1, pp. 84. <https://doi.org/10.1186/s13638-016-0568-6>
6. Kanhere O., Rappaport T.S. Position Location for futuristic cellular communications: 5G and beyond. *IEEE Communications Magazine*, 2021, vol. 59, no. 1, pp. 70–75. <https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2000150>
7. Liu L., Oestges C., Poutanen J., Haneda K., Vainikainen P., Quittin F., Tufvesson F., Doncker P. The COST 2100 MIMO channel model. *IEEE Wireless Communications*, 2012, vol. 19, no. 6, pp. 92–99. <https://doi.org/10.1109/MWC.2012.6393523>
8. Busche H., Vanaev A., Rohling H. SVD-based MIMO precoding and equalization schemes for realistic channel knowledge: Design criteria and performance evaluation. *Wireless Personal Communications*, 2009, vol. 48, no. 3, pp. 347–359. <https://doi.org/10.1007/s11277-008-9526-x>
9. 3GPP TR 38.901. 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. v16.1.0. Jan. 2020. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/138900_138999/138901/16.01.00_60/tr_138901v160100p.pdf (accessed: 01.03.2022).
10. Jaecel S., Raschkowski L., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. *QuaaDRiGa: Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation. Document Revision v2.0.0. 2017*. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2017.
11. 3GPP TR 36.101. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception. V10.3.0 (2011-06). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136101/10.03.00_60/ts_136101v100300p.pdf (accessed: 01.03.2022).
12. 3GPP TS 38.211 5G; NR; Physical channels and modulation. V15.2.0 (2018-07). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_138299/138211/15.02.00_60/ts_138211v150200p.pdf (accessed: 01.03.2022).
13. 3GPP TS 38.214 5G; NR; Physical layer procedures for data V15.3.0 (2018-10). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200_

deliver/etsi_ts/138200_138299/138214/15.03.00_60/
ts_138214v150300p.pdf (дата обращения: 01.03.2022).

138299/138214/15.03.00_60/ts_138214v150300p.pdf (accessed:
01.03.2022).

Авторы

Медведев Артем Сергеевич — аспирант, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, <https://orcid.org/0000-0001-9445-5062>, art236960@yandex.ru

Иванов Вячеслав Вячеславович — аспирант, Университет ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация, <https://orcid.org/0000-0003-2220-252X>, ivanov@niuitmo.ru

Authors

Artem S. Medvedev — PhD Student, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, <https://orcid.org/0000-0001-9445-5062>, art236960@yandex.ru

Viacheslav V. Ivanov — PhD Student, ITMO University, Saint Petersburg, 197101, Russian Federation, <https://orcid.org/0000-0003-2220-252X>, ivanov@niuitmo.ru

Статья поступила в редакцию 26.10.2021
Одобрена после рецензирования 02.03.2022
Принята к печати 29.03.2022

Received 26.10.2021
Approved after reviewing 02.03.2022
Accepted 29.03.2022



Работа доступна по лицензии
Creative Commons
«Attribution-NonCommercial»