

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.396.41

СРАВНЕНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ И РЕАЛЬНОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ PD-NOMA

© 2023 г. Я. В. Крюков^а, *, Д. А. Покаместов^а, Е. В. Рогожников^а

^аТомский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, просп. Ленина, 40, Томск, 634050 Российская Федерация

*E-mail: kryukov.tusur@gmail.com

Поступила в редакцию 13.04.2022 г.

После доработки 25.05.2022 г.

Принята к публикации 06.06.2022 г.

Произведено сравнение теоретической и реальной пропускной способности в системах PD-NOMA. Теоретическая пропускная способность получена с использованием идеальных сигнальных конструкций по теореме Шеннона, а практическая – с учетом использования банка сигнально-кодовых конструкций из стандарта 3GPP LTE. Описан подход для оценки реальной пропускной способности PD-NOMA. Найдена величина погрешности между теоретической и реальной пропускными способностями PD-NOMA.

DOI: 10.31857/S0033849422120117, EDN: CBRXRN

ВВЕДЕНИЕ

Сотовые системы связи непрерывно развиваются с момента их появления, а начиная с 2020 г. в мировую телекоммуникационную инфраструктуру внедряются сети пятого поколения 5G New Radio (NR). Прогресс беспроводной связи является обязательным условием для развития подавляющего большинства сфер жизнедеятельности людей. Информация стала самым ценным мировым ресурсом, определяющим все экономические взаимоотношения. В свою очередь телекоммуникационные системы – это способ передачи этого ресурса, и именно поэтому наблюдается экспоненциальный рост трафика в беспроводных сетях, благодаря появлению новых телекоммуникационных услуг, развитию межмашинных сетей, применению новых связных технологий, развитию новых направлений в связи.

Одним из ключевых факторов эффективности многоканальной системы связи является множественный доступ (МД). Он отвечает за организацию многоканальной связи, т.е. использование множеством абонентов общего ограниченного ресурса связи системы, осуществляя разделение их каналов в одной или нескольких плоскостях (доменах). В современных беспроводных сетях (например, 5G NR) применяется два подхода для разделения абонентских каналов: 1) ортогональное частотное разделение каналов OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) и 2) пространственное разделение каналов SDMA (Space Division Multiple Access). В их основу заложены принцип ортогональности, т.е. максимально возможное исключение межканальной интерференции при формировании группового канала. Такой МД называют ортогональным (Orthogonal Multiple Access – OMA).

В поисковых работах 2012–2013 гг. по тематике 5G рассмотрено применение методов неортогонального множественного доступа (Non-Orthogonal Multiple Access – NOMA) и показана их потенциальная эффективность. В отличие от OMA, группа методов NOMA позволяет увеличить системную пропускную способность за счет контролируемой межканальной интерференции, которая устраняется в точке приема. Одним из наиболее перспективных подходов NOMA является неортогональное мультиплексирование каналов в мощностном домене (Power Domain-NOMA – PD-NOMA).

Согласно PD-NOMA данные нескольких пользователей передаются одновременно и в одной полосе частот, но с разной мощностью. При такой передаче возникает взаимная межканальная интерференция между всеми каналами, поэтому такой МД является неортогональным.

Несмотря на то, что технология PD-NOMA рассматривалась в качестве кандидата для систем связи нового поколения, она не вошла в техническую спецификацию 5G NR. Считается, что главная причина этого – высокая вычислительная сложность обработки PD-NOMA, поэтому ее реализация в сигнальных процессорах массовых мобильных устройств коммерчески невыгодна. Кроме того, большой интерес сегодня представ-

ляет технология Massive MIMO (Multiple Input Multiple Output), которая позволяет кратное увеличение пропускной способности системы за счет применения сложных многоэлементных антенных решеток на стороне базовых станций (БС) и не приводит к удорожанию абонентского оборудования. Несмотря на это, PD-NOMA не теряет своей актуальности и продолжает рассматриваться в качестве кандидата для будущих систем связи и последующих модернизаций 5G NR.

В открытом доступе находится большое количество работ по тематике PD-NOMA. Впервые эта идея и ее потенциальная эффективность продемонстрирована в работе [1], но оказалась не востребована из-за недостаточного уровня технического прогресса. Интерес вновь возник спустя 40 лет и в работе [2] была описана современная концепция применения PD-NOMA. Начиная с 2013 г. вышло большое количество работ по PD-NOMA, однако, до сих пор остается ряд актуальных нерешенных проблем по различным направлениям: объединение абонентов и распределение мощности [3], организация случайного доступа к среде [4], декодирование [5], совместная работа с MIMO [6] и др. Тщательный обзор трендов, подходов и проблем PD-NOMA приведен в работе [7].

В работах [8–11] детально описана концепция PD-NOMA в контексте применения ее в 5G NR, а так же демонстрируется пропускная способность PD-NOMA и приведено ее сравнение с OMA. Основным недостатком этих работ заключается в расчете пропускной способности по теореме Шеннона–Хартли, которая подразумевает ряд допущений и не позволяет получить высокую точность результатов, близких к практическим. Например, к наиболее важным допущениям относится предположение о том, что для передачи используются идеальные сигнально-кодовые конструкции (СКК). Однако, точная оценка пропускной способности не может быть осуществлена без учета характеристик реальных СКК, а в свободном доступе такие исследования нами не найдены.

Мы считаем вышеуказанную проблему актуальной, поэтому целью данной работы является оценка практической пропускной способности PD-NOMA, без использования указанного допущения и без учета характеристик реальных СКК.

1. СИСТЕМНАЯ МОДЕЛЬ PD-NOMA

Для исследований PD-NOMA чаще всего используется системная модель нисходящего группового канала с одной приемной и одной передающей антенной. Предполагается, что БС расположена в центре соты и обслуживает двух и более пользователей UE (User Equipment). Задача БС

заключается в организации нисходящего группового канала, мультиплексируя UE в мощностном домене. Теоретически, их количество не ограничено, но принято рассматривать наиболее реализуемый на практике сценарий, подразумевающий $K = 2$ пользователей. Увеличение K не дает выгодный прирост пропускной способности системы, но существенно увеличивает вычислительную сложность формирования и обработки сигналов, поэтому сценарии с $K \geq 3$ рассматриваются крайне редко.

Обозначим переменными x , y передаваемые информационные символы первого (UE₁) и второго (UE₂) пользователя. Формирование группового PD-NOMA сигнала s для двух пользователей можно описать с помощью соотношения

$$s = \sqrt{p_1}x + \sqrt{p_2}y, \quad (1)$$

где p_1, p_2 – это весовые мощностные коэффициенты, которые отвечают за разделение общего мощностного ресурса P между UE₁ и UE₂, при условии $P = p_1 + p_2$. Чем меньше отношение сигнал/шум (ОСШ) пользователя, тем больше его весовой мощностной коэффициент, и наоборот. Распределение p_1, p_2 является одной из приоритетных задач, потому что величина мощностного коэффициента напрямую влияет на помехоустойчивость каждого канала. Поскольку происходит разделение общего доступного мощностного ресурса P , то увеличение p_1 приводит к уменьшению p_2 и, наоборот. При распределении необходимо найти компромисс, который одновременно удовлетворяет обоим пользователям и учитывает системную стратегию распределения радиоресурсов.

В системной модели PD-NOMA удобно считать $P = 1$, воспринимая p_1, p_2 в качестве долей единицы. Отсортируем пользователей в порядке увеличения их ОСШ и запишем ограничения для мощностных коэффициентов

$$\begin{cases} 0 < p_2 < p_1 < 1, \\ p_1 + p_2 = P. \end{cases} \quad (2)$$

В современных системах для передачи информационных символов используются СКК, состоящие из многопозиционной модуляции и помехоустойчивого кодирования. Чаще всего применяются СКК на базе квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation – QAM) и Turbo (или Low-Density Parity-Check – LDPC) помехоустойчивых кодов.

В описываемой системной модели используется квадратная QAM с порядками 4, 16, 64. Обозначим символами Q_1 и Q_2 порядок QAM-модуляции в канале UE₁ и UE₂, соответственно. Возможные состояния информационных символов x , y определены алфавитами A_1, A_2 используемых Q_1 -QAM, Q_2 -QAM. Созвездие группового сигнала s ,

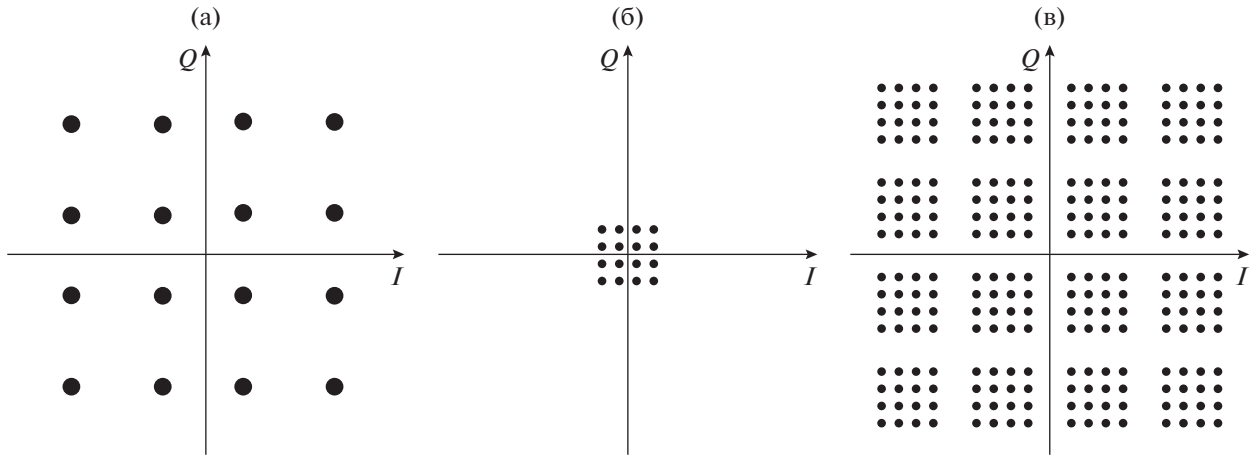


Рис. 1. Сигнальное созвездие группового PD-NOMA сигнала: а – созвездие UE₁, б – созвездие UE₂, в – созвездие PO-NOMA.

сформированного с помощью (1), является суперпозицией взвешенных по p_1, p_2 созвездий Q_1 -QAM и Q_2 -QAM. В качестве примера, на рис. 1 представлено созвездие PD-NOMA сигнала с конфигурацией $p_1 = 0.9, Q_1 = 16$ и $p_2 = 0.1, Q_2 = 16$.

Сигнал в точке приема r_k пользователя k может быть описан с помощью выражения

$$r_k = \alpha_k (\sqrt{p_1}x + \sqrt{p_2}y) + n_k, \quad (3)$$

где α_k – это канальный коэффициент и n_k – аддитивная помеха в канале пользователя k .

Декодирование сигнала r осуществляется с помощью метода последовательного подавления помех SIC (Serial Interference Cancellation) [12]. В приемнике UE₁ происходит декодирование r_1 и оценка его информационного символа \hat{x} может быть получена с помощью критерия минимального евклидова расстояния, если воспринимать сумму y и n_1 в качестве аддитивной помехи

$$\hat{x} = \arg \min_{x \in A_1} |r_1 - \sqrt{p_1}x|^2. \quad (4)$$

В приемнике UE₂ декодирование сигнала реализуется в два последовательных этапа. Сначала осуществляется оценка \hat{x} из r_2 точно так же, как в (4). Далее, сигнал первого пользователя x регенерируется и вычитается из r_2 , осуществляя устранение его интерференционной помехи

$$r' = r_2 - \sqrt{p_1}\hat{x}. \quad (5)$$

После этого становится возможным получить оценку собственного информационного символа \hat{y} из r' , воспринимая в качестве помехи только n_2

$$\hat{y} = \arg \min_{y \in A_2} |r' - \sqrt{p_2}y|^2. \quad (6)$$

2. РАСЧЕТ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ PD-NOMA ПО ШЕННОНУ

Для представленной модели PD-NOMA пропускная способность может быть рассчитана с помощью формулы Шеннона. Обозначим переменными C_1^T и C_2^T теоретическую пропускную способность каналов UE₁ и UE₂ в PD-NOMA, которая может быть получена по формулам

$$C_1^T = B \log_2 \left(1 + \frac{|\alpha_1|^2 p_1}{|\alpha_1|^2 p_2 + BN_0} \right); \quad (7)$$

$$C_2^T = B \log_2 \left(1 + \frac{|\alpha_2|^2 p_2}{BN_0} \right),$$

где N_0 – спектральная плотности мощности шума в общей полосе пропускания B . Предполагается, что значение N_0 одинаково для обоих абонентов.

При расчете C_1^T межканальная помеха мощностью p_2 от UE₂ воспринимается в качестве нормальной помехи. С другой стороны, при расчете C_2^T предполагается полное устранение интерференционной помехи мощностью p_1 , поэтому остается декодировать собственный сигнал мощностью p_2 на фоне шумовой составляющей BN_0 .

Обозначим ОСШ относительно общей мощности P в канале пользователя k переменной W_k , тогда

$$W_k = \frac{P|\alpha_k|^2}{BN_0}.$$

Преобразуем предыдущее выражение, учитывая принятую нормировку $P = 1$

$$W_k = \frac{|\alpha_k|^2}{BN_0}, \quad (8)$$

и перепишем (7) с учетом (8)

$$\begin{aligned} C_1^T &= B \log_2 \left(1 + \frac{p_1 W_1}{p_2 W_1 + 1} \right); \\ C_2^T &= B \log_2 (1 + p_2 W_2). \end{aligned} \quad (9)$$

Общая пропускная способность системы в полосе B может быть рассчитана с помощью соотношения

$$C_\Sigma^T = C_1^T + C_2^T, \quad (10)$$

потому что передача ведется одновременно двумя абонентами в единой полосе.

Основная проблема расчета по (9) заключается в использовании упрощающих допущений:

1) при расчете C_1^T интерференционная помеха от UE_2 мощностью p_2 воспринимается как эквивалент нормальной помехи с идентичной мощностью;

2) при расчете C_2^T не учитывается вероятность ошибки при устранении интерференционной помехи при расчете (4), (5). Предполагается, что интерференционная помеха от UE_1 мощностью p_1 полностью устраняется;

3) предполагается использование идеальных СКК, демонстрирующих предельную спектральную эффективность по Шеннону;

4) не накладывается ограничение на распределение p_1 , p_2 , которое неизбежно возникает при использовании реальных СКК.

3. РАСЧЕТ РЕАЛЬНОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ PD-NOMA

Рассмотрим собственный подход, позволяющий рассчитать реальную пропускную способность системы PD-NOMA, не прибегая к упомянутым выше допущениям.

3.1. Выбор СКК в PD-NOMA

Реальная пропускная способность C^R в пользовательском канале напрямую определяется спектральной эффективностью γ используемой СКК, которая выбрана для передачи данных этого пользователя. В современных системах используется принцип адаптивного выбора СКК, позволяющий приспособиться к условиям канала пространства и выбирать СКК с наибольшей спектральной эффективностью, сохраняя при этом требуемый уровень вероятности битовых ошибок при приеме. Как правило, для каждой конкретной системы связи набор доступных СКК формируется исходя из предполагаемых эксплуатационных сценариев и рабочего диапазона ОСШ. Все доступные СКК описаны в стандарте

конкретной системы связи, а каждая из них определена типом модуляции, скоростью и методом помехоустойчивого кодирования.

В качестве примера можно рассмотреть набор СКК из стандарта LTE, представленный в [13] (табл. 1). Набор включает в себя $M_o = 15$ разных СКК, пронумерованных индексом $m \in 1, \dots, M_o$. Каждая конструкция определена следующими параметрами: Q – порядок QAM-модуляции, R – скорость помехоустойчивого Turbo кодирования, Z – пороговый уровень ОСШ, γ – спектральная эффективность. Пороговый уровень Z показывает минимальное значение ОСШ в канале, при котором для передачи может быть выбрана данная СКК.

Используя данные указанной таблицы адаптивный выбор индекса СКК в системе ОМА для пользователя k может быть описан с помощью простого выражения

$$m_k = \max \{i, Z_i \leq W_k\}, \quad i = 1, 2, \dots, M_o, \quad (11)$$

где W_k – текущее значение ОСШ в канале пользователя k . Поскольку межканальная интерференция отсутствует, то СКК для каждого пользователя выбирается независимо от остальных.

Как говорилось ранее, в отличие от ОМА, в PD-NOMA осуществляется передача информационных символов сразу двух пользователей в едином частотно-временном ресурсном сегменте. Для пользователей могут быть выбраны разные СКК с различными мощностными коэффициентами, увеличивая или уменьшая взаимную интерференционную помеху. Как следствие, увеличение C_1^R приводит к уменьшению C_2^R , и, наоборот. Поэтому должен быть реализован совместный адаптивный выбор пары СКК с индексами m_1, m_2 и расчет мощностных коэффициентов сразу для двух абонентов UE_1 и UE_2 , одновременно учитывая характеристики каждого из них и достигая компромисса.

Распределение ресурсов связи является важной задачей в любой многоканальной системе. Как правило, в ОМА осуществляется распределение ресурса только в частотно-временном домене, однако, в PD-NOMA добавляется дополнительный мощностной домен. В свою очередь, распределение ресурса в мощностном домене напрямую влияет на совместный выбор СКК. Рассмотрим эту проблему более подробно.

Существует несколько подходов к расчету мощностных коэффициентов. В работе [14] предложено использовать адаптивный к каналу фазовый поворот созвездия QAM и алгоритм расчета мощностных коэффициентов с помощью треугольника Паскаля. Недостаток работы заключается в том, что рассматривается использование только QPSK и 64-QAM, а алгоритм расчета ко-

эффицентив, по оценке самих авторов, имеет высокую вычислительную сложность.

В работе [15] предложен подход, согласно которому в первую очередь определяется СКК и минимальный мощностной коэффициент для UE_1 , а далее, по остаточному принципу для UE_2 . Однако, в этой работе интерференционная помеха представляется в качестве аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ), что является допущением и увеличивает погрешность результатов.

В работе [16] предложена карта парного выбора СКК для двух пользователей в зависимости от их ОСШ, а также описано преимущество и результативность этого подхода. Недостатком работы является малое количество рассматриваемых СКК (8 типов).

Мы применяем близкий к [16] подход, используя СКК из [13] (табл. 1) для формирования таблицы парных СКК для PD-NOMA и расширяя количество доступных СКК по сравнению с [16]. Кроме того, мы опираемся на СКК из реального стандарта связи и формируем парные СКК с помощью собственного подхода, основываясь на критерии максимизации пропускной способности системы. Предполагается, что для декодирования PD-NOMA сигнала применяется SIC на уровне символов модуляции (без исправления ошибок с помощью помехоустойчивого кодирования при устранении сигнала UE_1 в приемнике UE_2).

С помощью аналитических расчетов и математического моделирования разработан банк из $M_n = 185$ парных СКК для системы PD-NOMA, которые приведены в [13] (табл. 2). С помощью предложенного банка можно осуществить адаптивный к ОСШ обоих пользователей совместный выбор двух СКК, которые могут быть использованы при мультиплексировании PD-NOMA и не приведут к превышению порогового уровня вероятности битовых ошибок.

Используя данные упомянутой таблицы из [13], адаптивный выбор совместной пары индексов СКК m_1, m_2 для PD-NOMA можно записать в виде

$$\{m_1, m_2\} = \max \left(i \mid \begin{cases} T_{i,1} \leq W_1, \\ T_{i,2} \leq W_2, \end{cases} i = 1, 2, \dots, M_n \right), \quad (12)$$

где m_1 – номер СКК (из табл. 1 работы [13]) для UE_1 с его ОСШ W_1 , данные которого располагаются на неортогональном слое с долей мощности p_1 ; m_2 – номер СКК для UE_2 с его ОСШ W_2 , данные которого располагаются на неортогональном слое с долей мощности p_2 ; $T_{i,1}$ и $T_{i,2}$ – соответствующие пороговые значения ОСШ для выбора i -й пары. Согласно (12) осуществляется выбор пары СКК, которая обеспечивает максимальную суммарную спектральную эффективность единицы

частотно-временного ресурса при заданных W_1, W_2 .

Реальная пропускная способность пользователей в полосе B определяется спектральной эффективностью $\gamma_{m_1}, \gamma_{m_2}$ выбранных для них СКК с помощью (12)

$$C_1^R = B\gamma_{m_1}; \quad C_2^R = B\gamma_{m_2}, \quad (13)$$

а общая пропускная способность системы C_Σ^R рассчитывается по (10).

Для примера, рассмотрим выбор пары СКК в PD-NOMA для сценария $W_1 = 10$ и $W_2 = 30$ дБ. Согласно (12) будет выбрана пара $i = 143$, соответствующая $m_1 = 6$ и $m_2 = 15$, а суммарная спектральная эффективность составит $\gamma_6 + \gamma_{15} = 6.7305$ бит/с/Гц. При этом гарантировано, что можно рассчитать такие коэффициенты p_1, p_2 , учитывая (2), которые обеспечат вероятность ошибки на блок (BLER, Block Error Rate) менее 10% при обработке группового сигнала методом SIC.

3.2. Ограничение на соотношение мощностных коэффициентов

Использование QAM сигналов накладывает ограничение на соотношение мощностных коэффициентов, нарушение которого приводит к выходу созвездия UE_2 за границы области детектирования символов на созвездии UE_1 и существенному росту вероятности ошибок декодирования \hat{x} в (4). В системной модели PD-NOMA по Шеннону это ограничение не учитывается, потому что использование QAM не рассматривается.

Получим ограничение на соотношение мощностных коэффициентов. Минимальное евклидово расстояние между соседними точками на взвешенном по мощности сигнальном созвездии Q_k -QAM (рис. 1) для пользователя k можно рассчитать с помощью

$$D_k = 2 \sqrt{\frac{p_k}{2(Q_k - 1)}}. \quad (14)$$

Расстояние между крайними точками созвездия UE_2 на квадратурной (или синфазной) оси рассчитывается с помощью $(\sqrt{Q_2} - 1)D_2$, а ширина области детектирования символов на созвездии UE_1 равна D_1 . Тогда, чтобы избежать выхода созвездия UE_2 за границы области детектирования символов на созвездии UE_1 , геометрическое ограничение можно записать в виде

$$(\sqrt{Q_2} - 1)D_2 < D_1. \quad (15)$$

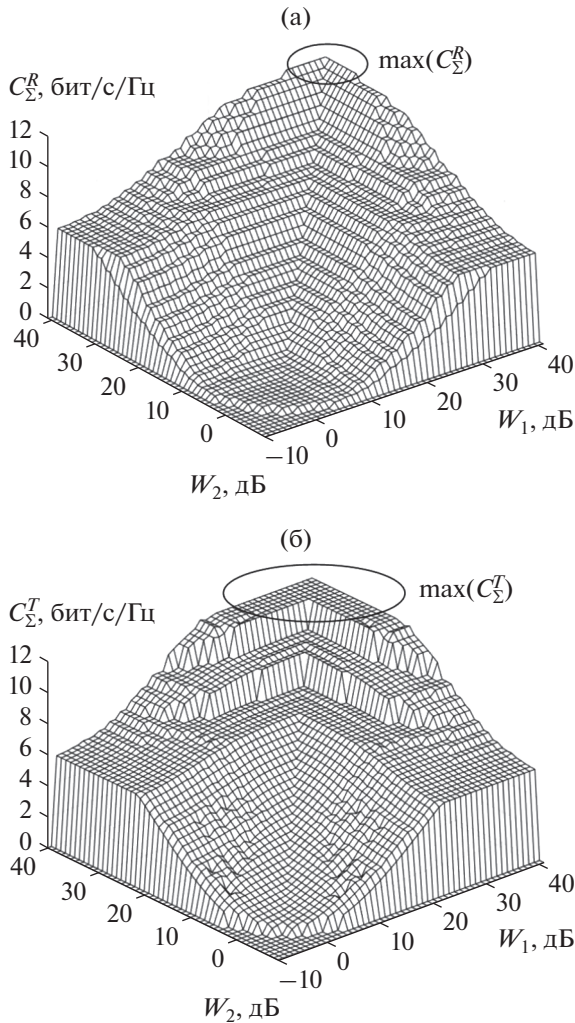


Рис. 2. Зависимость реальной (а) и теоретической (б) пропускной способности системы PD-NOMA от ОСШ обоих пользователей.

Обозначим переменными p_1^{\min} и p_1^{\max} минимальный и максимальный граничный мощностной коэффициент UE₁ при известных Q_1, Q_2 . Величина p_1^{\min} может быть получена из (15) с помощью (14), а $p_1^{\max} = 1$ из (2). Запишем ограничения для p_1^{\min} и p_1^{\max}

$$\begin{cases} p_1^{\min} = \frac{(\sqrt{Q_2} - 1)(Q_1 - 1)}{Q_1(\sqrt{Q_2} - 1) + 2}, \\ p_1^{\max} = 1. \end{cases} \quad (16)$$

Учитывая (2) и (16), запишем граничные коэффициенты для p_2^{\min} и p_2^{\max}

$$\begin{cases} p_2^{\min} = 0, \\ p_2^{\max} = 1 - p_1^{\min}. \end{cases} \quad (17)$$

Используя (16), (17), общее ограничение на распределение p_1, p_2 будет

$$\begin{cases} \frac{(\sqrt{Q_2} - 1)(Q_1 - 1)}{Q_1(\sqrt{Q_2} - 1) + 2} < p_1 \leq 1, \\ 0 \leq p_2 < 1 - \frac{(\sqrt{Q_2} - 1)(Q_1 - 1)}{Q_1(\sqrt{Q_2} - 1) + 2}. \end{cases} \quad (18)$$

В случае $p_1 = 1, p_2 = 0$ система переходит в режим ОМА, т.к. весь доступный мощностной ресурс отдается для передачи данных UE₁.

4. СРАВНЕНИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ И РЕАЛЬНОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ PD-NOMA

Приведем сравнение теоретической C_Σ^T и реальной C_Σ^R пропускной способности системы PD-NOMA в зависимости от ОСШ пользователей W_1, W_2 в диапазоне от -10 до 40 дБ с шагом $\Delta W = 0.5$ дБ. Выбор диапазона обусловлен тем, что он встречается на практике при эксплуатации реальных систем связи. Полоса пропускания системы нормирована $B = 1$.

Максимальное значение C_k^R ограничено спектральной эффективностью самой высокоскоростной СКК с индексом $m = 15$, т.е. $\max(C_k^R) = \gamma_{15}$. Для справедливого сравнения максимальное значение C_k^T искусственно ограничено, $\max(C_k^T) = \gamma_{15}$.

Подбор весовых мощностных коэффициентов реализовали с помощью грубого перебора значения p_1 с шагом $\Delta p_1 = 0.005$, используя (18). Для этого применяется разработанная ранее имитационная математическая модель системы PD-NOMA с каналом АБГШ, которая позволяет рассчитать BLER на стороне каждого пользователя при заданной конфигурации (Q_1, Q_2 и p_1, p_2) мультиплексирования в мощностном домене. Эта модель более подробно описана в [13]. Таким образом, для каждой совместной пары СКК из табл. 2 указанной работы, методом подбора найдены такие значения p_1, p_2 , при которых BLER обоих абонентов не превышает 10% при заданных W_1, W_2 .

На рис. 2 представлена трехмерная зависимость реальной пропускной способности системы $C_\Sigma^R(W_1, W_2)$ от ОСШ в канале UE₁ и UE₂. Опишем полученный результат:

1) при высоком значении ОСШ в каналах обоих пользователей ($W_1, W_2 > 30$ дБ) БС выбирает высокоскоростные СКК для обоих пользователей. В наилучшем сценарии можно получить двойной выигрыш в пропускной способности по

сравнению с ОМА, потому что одновременно двум пользователям будет доступна для передачи СКК с максимальной спектральной эффективностью;

2) высокое ОСШ в канале одного из пользователей ($W_{12} > 30$ дБ). В большинстве работ PD-NOMA описывается подобный сценарий, рассматривающий мультиплексирование каналов пользователей с низким (на окраине соты) и высоким (в центре соты) ОСШ. В этом случае БС назначает одному пользователю высокоскоростную СКК, а второй пользователь ведет передачу с помощью помехоустойчивой, но низкоскоростной СКК;

3) при низком ОСШ обоих пользователей ($W_1, W_2 < 15$ дБ) БС назначает им низкоскоростные СКК, а PD-NOMA предоставляет меньшую спектральную эффективность, чем ОМА. Это связано с тем, что суммарное влияние введенной межканальной помехи и АБГШ не позволяет производить декодирование PD-NOMA методом SIC с требуемым уровнем ошибок.

На рис. 3 представлена зависимость теоретической пропускной способности $C_\Sigma^T(W_1, W_2)$, полученная с помощью формулы (9) с использованием идентичных коэффициентов p_1, p_2 . Видно существенное различие между C_Σ^T и C_Σ^R , что демонстрирует относительно невысокую точность оценки пропускной способности PD-NOMA по (9).

Чтобы наглядно оценить величину погрешности между C_Σ^T и C_Σ^R рассмотрим их поведение на двумерной плоскости при фиксированном значении ОСШ одного из пользователей. На рис. 3а приведены $C_\Sigma^T(W_2)$ и $C_\Sigma^R(W_2)$ при фиксированном значении $W_1 = 0$ дБ.

Обозначим разность в W_2 при $C_\Sigma^T = C_\Sigma^R$ переменной ΔW_n . Величина ΔW_n показывает разность в ОСШ, которая должна быть скомпенсирована для достижения $C_\Sigma^T = C_\Sigma^R$. Иными словами, это различие в помехоустойчивости между теоретической и реальными системами. Из данных, приведенных на рисунке видно, что значение ΔW_n в измеряемом диапазоне значений составляет, в среднем, $\Delta W_n \approx 8-10$ дБ. При $W_2 > 33$ дБ достигается $\max(C_2) = \gamma_{15}$, а значение C_Σ ограничено низким C_1 из-за малого W_1 (область обведена на рисунке).

Далее, получим оценку погрешности между C_Σ^T и C_Σ^R для систем ОМА в идентичных условиях. На рис. 3б представлены зависимости $C_\Sigma^T(W_2)$ и $C_\Sigma^R(W_2)$ при $W_1 = 0$ дБ. В рамках мультиплексирования ОМА оба пользователя используют для передачи всю доступную мощность P , однако поровну разделяют частотный ресурс B , поэтому

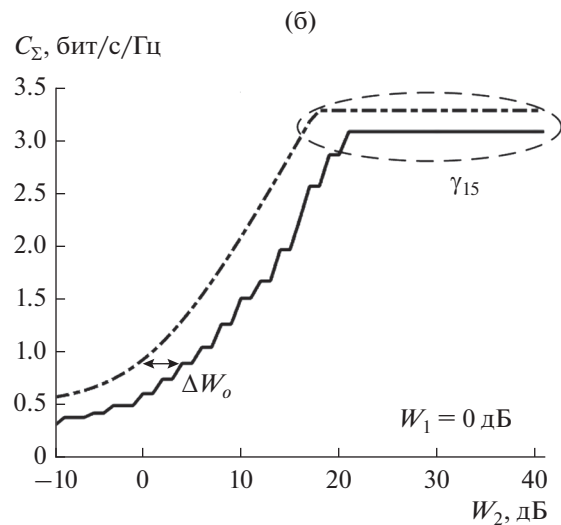
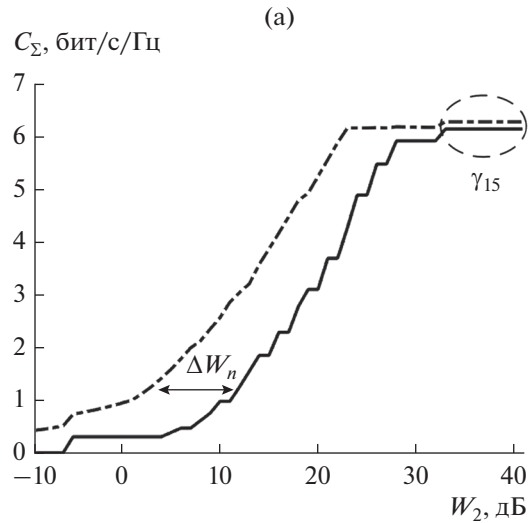


Рис. 3. Зависимости $C_\Sigma^T(W_2)$ (штриховая кривая) и $C_\Sigma^R(W_2)$ (сплошная кривая) при $W_1 = 0$ дБ для PD-NOMA (а) и ОМА (б).

$B_1 = B_2 = 0.5$. Выбор СКК происходит согласно (11), а расчет C_Σ^R с помощью (13). Разность в W_2 между $C_\Sigma^T(W_2)$ и $C_\Sigma^R(W_2)$ для ОМА обозначена переменной ΔW_o . Из данных, приведенных на рисунке видно, что, в среднем, $\Delta W_o \approx 3-5$ дБ. Для демонстрируемого сценария величина ΔW_o меньше, чем ΔW_n приблизительно в два раза.

Сравнивая зависимости PD-NOMA (рис. 3а) с ОМА (рис. 3б) можно сделать вывод о том, что теоретический расчет пропускной способности PD-NOMA обладает меньшей точностью по сравнению с ОМА, из-за большей погрешности $\Delta W_n > \Delta W_o$.

Ранее говорилось, что в большинстве работ сравнение пропускной способности систем PD-NOMA и OMA осуществляется исключительно с помощью теоремы Шеннона. Однако нами показано, что теоретическое сравнение является недостоверным, а расчетная пропускная способность будет существенно отличаться.

Недостоверность сравнения наблюдается, например, при значении $W_1 = 10$ дБ. При теоретическом расчете $C_\Sigma^T = 4$ для PD-NOMA и $C_\Sigma^T = 3$ для OMA, соответственно PD-NOMA обладает 25% теоретическим выигрышем. Однако, реальная пропускная способность системы $C_\Sigma^R = 0.95$ для PD-NOMA и $C_\Sigma^R = 1.5$ для OMA, что соответствует 35% проигрышу PD-NOMA.

Отметим, что при иной конфигурации мультиплексирования могут быть получены результаты сравнения, отличные от наших. Однако, при любой конфигурации погрешность PD-NOMA окажется больше $\Delta W_n > \Delta W_o$ из-за допущений, описанных в разд. 3.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной вывод работы заключается в том, что полученная другими исследователями расчетная пропускная способность PD-NOMA является недостижимой в реальных условиях и требует более точной оценки. Для этого предложена набор парных СКК, позволяющий выполнить адаптивный выбор конфигурации PD-NOMA мультиплексирования двух пользователей в канале с АБГШ.

Приведено сравнение теоретической и реальной пропускной способности системы PD-NOMA. В первом случае для расчетов используется теорема Шеннона, которая применяется в большинстве научных работ. Реальная пропускная способность получена с учетом СКК из стандарта 3GPP LTE.

Показано, что реальная пропускная способность PD-NOMA существенно отличается от теоретической из-за использования упрощающих допущений, а погрешность может является основной причиной некорректных результатов в работах, посвященных сравнению PD-NOMA с OMA.

Продемонстрировано, что результат сравнения теоретической пропускной способности систем PD-NOMA и OMA может не соответствовать результату сравнения реальной пропускной способности.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках конкурса 2021 года “Проведение инициативных исследований молодыми учеными” (проект № 21-79-00160).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cover T. // IEEE Trans. 1972. V. IF-18. № 1. P. 2.
2. Benjebbour A., Saito Y., Kishiyama Y. et al. // Proc. 2013 IEEE Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. Naha. 12–15 Nov. N.Y.: IEEE, 2013. P. 770.
3. Liu X., Wang J., Zhao N. et al. // IEEE Wireless Commun. Lett. 2019. V. 8. № 3. P. 965.
4. Zhang J., Tao X., Wu H. et al. // IEEE Internet of Things J. 2020. V. 7. № 7. P. 6369.
5. Ding Z., Schober R., Poor H. // IEEE Commun. Lett. 2020. V. 24. № 11. P. 2373.
6. Wang J., Li Y., Ji C. et al. // IEEE Trans. 2020. V. COM-68. № 4. P. 2293.
7. Dai L., Wang B., Ding Z. et al. // IEEE Commun. Surveys & Tutorials. 2018. V. 20. № 3. P. 2294.
8. Saito Y., Benjebbour A., Kishiyama Y., Nakamura T. // Proc. 2013 IEEE 24th Annual Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC). London. 8–11 Sept. N.Y.: IEEE, 2013. P. 611.
9. Ding Z., Lei X., Karagiannidis K. et al. // IEEE J. Selected Areas Commun. 2017. V. 35. № 10. P. 2181.
10. Benjebbour A., Saito K., Li A. et al. // 2015 Int. Conf. on Wireless Networks and Mobile Commun. (WINCOM). Marrakesh. 20–23 Oct. N.Y.: IEEE, 2015. Article № 7381343.
11. Liu C.H., Liang D.C. // IEEE Trans. 2018. V. WC-17. № 5. P. 3524.
12. Higuchi K., Benjebbour A. // IEICE Trans. 2015. V. COM-98. № 3. P. 403.
13. Kryukov Y., Pokamestov D., Abenov R. et al. // J. Phys: Conf. Series. 2021. V. 2134. № 1. P. 12023.
14. Abdel Moniem M., Gasser S., El-Mahallawy M. et al. // Applied Sciences. 2019. V. 9. № 15. P. 3022.
15. Kim S., Kim H., Hong D. // Proc. 2018 29th Annual Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (RIMRC). Bologna. 9–12 Sept. N.Y.: IEEE, 2018. Article № 8580995.
16. Hsieh H.-Y., Yang M.-J., Wang C.-H. // Proc. 2016 IEEE 27th Annual Int. Symp. on Personal, Indoor, and Mobile Radio Commun. (RIMRC). Valencia. 4–8 Sept. N.Y.: IEEE, 2016. Article № 7794796.