

Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

А. М. Синильников¹, Г. А. Фокин², И. В. Гришин², А. А. Калинкина²

¹ Национальный исследовательский центр телекоммуникаций имени М. И. Кривошеева

² Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Аннотация: В работе производится анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением пользователей по мощности. Производится оценка влияния погрешности оценивания параметров канала на вероятность ошибок на символ при процедуре последовательного устранения помех на приемной стороне и пропускную способность системы связи. С целью повышения спектральной эффективности системы связи выводятся выражения, обеспечивающие справедливое распределение мощности между пользователями.

Ключевые слова: неортогональный множественный доступ, спектральная эффективность, справедливое распределение мощности, суперпозиционное кодирование, последовательное устранение помех, PD-NOMA, SC, SIC, FPA

Для цитирования: Синильников А. М., Фокин Г. А., Гришин И. В., Калинкина А. А. Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18, № 4. С. 3–21. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-1-3-21>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Синильников А. М., Фокин Г. А.,
Гришин И. В., Калинкина А. А., 2024

Статья поступила в редакцию 27.12.2023;
переработанный вариант – 27.02.2024;
принята к публикации 03.04.2024.

1. Введение

В настоящее время к технологии неортогонального множественного доступа NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) приковано пристальное внимание исследователей. Применение данной технологии по сравнению с классическими технологиями ортогонального множественного доступа OMA (Orthogonal Multiple Access) позволяет значительно повысить спектральную эффективность и увеличить общую пропускную способность систем беспроводной связи с целью удовлетворения всё более возрастающих требований к количеству одновременно обслуживаемых пользовательских устройств и более справедливому распределению между пользователями ресурса, предоставляемого оператором. В зависимости от того, используется ли блок частотных или/и временных ресурсов одним или несколькими пользователями, технологии множественного доступа (МД) подразделяются на технологии ортогонального (ОМА) и неортогонального (NOMA) МД.

К ОМА относят технологии МД с частотным FDMA (Frequency Division Multiple Access), временным TDMA (Time Division Multiple Access), кодовым CDMA (Code Division

Multiple Access), а также ортогональным частотным OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) разделением каналов, в котором сигналы различных пользователей являются ортогональными в частотном, временном, кодовом и частотно-временном доменах соответственно.

Достоинством технологий ортогонального МД является относительная простота выделения сигналов отдельных пользователей из групповых и, следовательно, простота схем приёма-передающего оборудования.

Недостатком технологии ортогонального МД является недостаточно эффективное использование предоставляемого для передачи данных частотно-временного ресурса. В системах ОМА каждая единица имеющегося частотно-временного ресурса отводится под передачу данных только одного пользователя, для которого она может оказаться избыточной, в то время как другие пользователи будут наблюдать дефицит данного ресурса.

Совместное использование единицы ресурса несколькими пользователями нарушает ортогональность между сигналами, однако позволяет обеспечить более эффективное распределение ресурса между различными одновременно активными пользователями и, таким образом, способствует повышению совокупной пропускной способности системы радиосвязи.

Технология NOMA обеспечивает широкие возможности одновременного подключения различных пользователей и отвечает их различным требованиям к качеству обслуживания.

В настоящее время существующие методы неортогонального МД можно разделить на две основные категории: 1) NOMA в кодовом домене; 2) NOMA в мощностном домене.

К NOMA в кодовом домене относят: МД с решетчатым кодированием TCMA (Trellis Coded Multiple Access) [1] и CDMA на основе последовательностей с низкой плотностью сигнатур LDS (Low-Density Signatures) [2]. Эти решения дополняются недавно предложенной технологией многопользовательского совместного доступа MUSA (Multi-User Shared Access) [3, 4], МД с разделением шаблонов PDMA (Pattern-Division Multiple Access) [5], а также МД с разреженным кодированием SCMA (Sparse Code Multiple Access) [6].

На сегодняшний день практическое использование технологии неортогонального МД с разделением по мощности PD-NOMA (Power Domain Nonorthogonal Multiple Access) в сетях мобильной связи ограничено требованиями высокой вычислительной мощности для реализации в режиме реального времени алгоритмов суперпозиционного кодирования на передаче и последовательного подавления помех на приеме. Однако наблюдаемый в последние годы рост вычислительной мощности как пользовательских устройств UE, так и базовых станций NB даёт все основания полагать, что практическая реализация технологии NOMA станет возможной в среднесрочной перспективе. Целью данной работы является анализ эффективности технологии неортогонального МД и оценка выигрыша PD-NOMA по сравнению с ОМА. В подразделе 2.1 приводится описание технологии неортогонального МД с разделением по мощности PD-NOMA (Power Domain Nonorthogonal Multiple Access). В разделе 2.2 формализована математическая модель технологии PD-NOMA. В подразделе 2.3 представлена имитационная модель технологии PD-NOMA, на основе которой выполняется анализ сценариев многопользовательского обслуживания, включая процедуры суперпозиционного кодирования и последовательного устранения интерференции SIC (Successive Interference Cancellation). В разделе 3 исследованы способы распределения мощности между несколькими пользователями в технологии PD-NOMA.

2. Технология неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

2.1. Описание технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

Рис. 1 иллюстрирует сценарий мультиплексирования в домене мощности трех одновременно работающих устройств UE. Ключевая идея NOMA в мощностном домене

PD-NOMA [7, 8] заключается в одновременном обслуживании нескольких UE в едином частотно-временном ресурсе с помощью разделения сигналов по мощности. Разделение по мощности реализуется с помощью суперпозиционного кодирования SC (Superposition Coding) в передатчике и последовательного подавления помех SIC в приемнике, что принципиально отличается от классических методов FDMA/TDMA/OFDMA, а также от методов NOMA в кодовом домене.

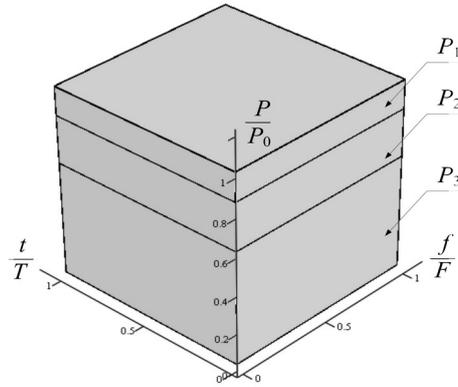


Рис. 1. Распределение ресурсов между конечными пользователями в PD-NOMA

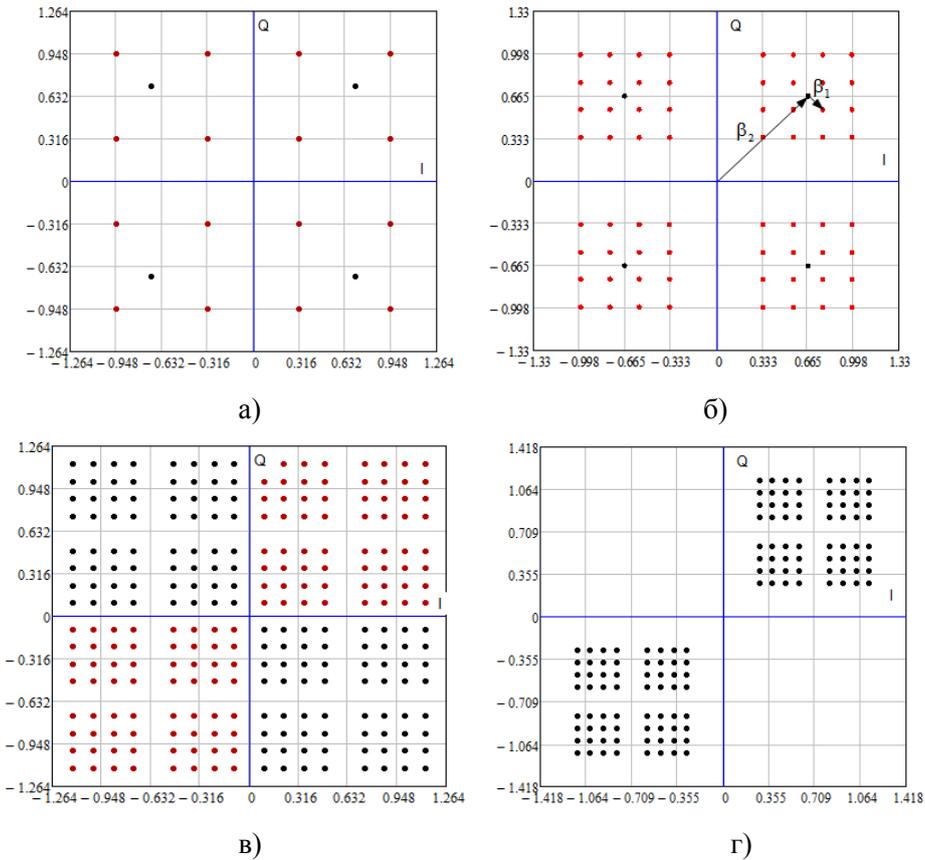


Рис. 2. Сигнальные созвездия: а) Составные: QPSK (чёрный), QAM-16 (красный);
 Совмещённые б) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK ($\beta_1 = 0,116^{0,5}$, $\beta_2 = 0,884^{0,5}$);
 в) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ $\beta_3 \pi/2$ BPSK ($\beta_1 = 0,042^{0,5}$, $\beta_2 = 0,208^{0,5}$, $\beta_3 = 0,750^{0,5}$);
 г) β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ β_3 BPSK ($\beta_1 = 0,022^{0,5}$, $\beta_2 = 0,128^{0,5}$, $\beta_3 = 0,850^{0,5}$);

Суть суперпозиционного кодирования заключается в формировании совмещенных созвездий символов, получаемых путём взвешенной суммы N составных созвездий, которые используют разные схемы модуляции (фазовую xPSK и квадратурную амплитудную QAM-M), обладающие разной помехоустойчивостью приема. На рис. 2 показаны примеры формирования совмещённых сигнальных созвездий; на рис. 2в разными цветами обозначены созвездия, формируемые в чётные (красный) и нечётные (чёрный) моменты времени; в качестве составных использовались сигнальные созвездия, представленные в пп. 5.1.1–5.1.6 спецификации 3GPP TS 38.211 [9], посвящённой физическим каналам и модуляции в 5G NR.

Далее рассмотрим математическую модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA.

2.2. Математическая модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

Эквивалентный низкочастотный сигнал на выходе передатчика можно представить следующим выражением:

$$\dot{x}(t) = \sum_{n=1}^N \beta_n \dot{S}_n(iT) p(t-iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P} \beta_n \dot{S}_n(iT) e(t-iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT) e(t-iT) = \dot{X}(iT) e(t-iT) \quad (1)$$

где $p(t)$ – импульс со средней мощностью P , длительностью T и энергией $E_s = PT$; $e(t)$ – импульс средней единичной мощности; $\dot{S}_n(iT)$ – символ составного сигнального созвездия пользователя U_n на входе распределителя мощности в отсчётный момент времени iT , $E\{|\dot{S}_n|^2\} = 1$; β_n – коэффициент распределения мощности, $0 \leq \beta_n \leq 1$, $\forall n = 1 \dots N$; $\dot{X}(iT) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT)$ – символ составного сигнального созвездия пользователя U_n на выходе распределителя мощности в отсчётный момент времени iT_s , где $P_n = P\beta_n^2$. Для коэффициентов распределения мощности справедливо $\sum_{n=1}^N \beta_n^2 = 1$. В процессе передачи сигнал подвергается воздействию шумов и искажений. Эквивалентный низкочастотный сигнал на входе приёмника пользовательского устройства UE_n может быть описан как:

$$\dot{y}_n(t) = \dot{h}_n \dot{x}(t) + \dot{w}_n(t), \quad (2)$$

где $\dot{h}_n = h_n \exp(j2\pi f_0 \Delta t_n)$ – комплексный отклик канала связи между gNB и UE_n ; Δt_n – время распространения сигнала; f_0 – частота несущего колебания; $w_n(t)$ – комплексная составляющая аддитивного белого гауссового шума (АБГШ) с нулевым средним и спектральной плотностью мощности N_0 .

Индексация пользователя n в выражении (1) зависит от условий передачи в канале (2) и определяется согласно правилу: $|\dot{h}_1|^2 > |\dot{h}_2|^2 > \dots > |\dot{h}_N|^2 > 0$. Данные о параметрах канала могут быть получены на основе сигналов информации о состоянии канала CSI (Channel State Information). Распределение мощности между абонентами осуществляется так, что наибольшая доля мощности отводится под передачу ансамблей сигналов абонентам с худшими условиями передачи; по мере увеличения абсолютного значения отклика канала доля выделяемой мощности под передачу уменьшается. Коэффициенты распределения мощности удовлетворяют условию $\beta_1 < \beta_2 < \dots < \beta_n$.

Значения $\dot{S}_n(iT_s)$ в выражении (1) берутся в соответствии с технической спецификацией TS 38.211 [9], в которой для сетей связи пятого поколения определены следующие виды модуляции: BPSK, $\pi/2$ -BPSK, QPSK, QAM-16, QAM-64, QAM-256; представленные виды модуляции обладают различной помехоустойчивостью. Ансамбли с большим количеством сигнальных точек требуют более высокого значения $\gamma = E_b / N_0$, представляющего отношение энергии бита E_b , к спектральной плотности мощности шума N_0 . Для передачи по каналам с более высоким уровнем шума могут быть задействованы ансамбли с меньшим количеством сигнальных точек.

В нисходящей линии связи в приемниках UE_n для детектирования сигнала реализуется процедура последовательного подавления помех SIC, согласно которой для извлечения и последующей регистрации предназначенного для данного пользователя информационного символа пользовательское устройство UE_n последовательно регистрирует и убирает из принятого сигнала символы составных сигнальных созвездий пользователей $n+1 \dots N$, после чего регистрирует предназначенный ему сигнал, который может быть представлен как

$$\hat{S}_n(iT_s) = \dot{h}_n \left(\dot{X}(iT) - \sum_{l=n+1}^N \sqrt{P} \beta_l \bar{S}_l(iT) \right) + \dot{w}_n(iT) = \dot{h}_n \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT) + \dot{h}_n \sum_{m=1}^{n-1} \sqrt{P_m} \dot{S}_m(iT) + \dot{w}_n(iT) \quad (3)$$

где $\hat{S}_n(iT)$ – оценка символа сигнального созвездия пользователя n , $\bar{S}_l(iT)$ – символ составного сигнального созвездия на выходе решающего устройства.

Согласно формализованной выше модели, сигналы $\hat{S}_{n+1} \dots \hat{S}_N$ не рассматриваются как помехи и оцениваются как сигналы, ортогональные сигналам с более высоким уровнем модуляции $\hat{S}_1 \dots \hat{S}_n$. Символы сигнальных созвездий $\hat{S}_1 \dots \hat{S}_{n-1}$, декодирование которых в UE_n не производится, рассматриваются как интерференционная составляющая. Количество требуемых для процедуры последовательного устранения помех SIC вычислений для каждого UE различно и возрастает по мере убывания порядкового номера n . Для UE_1 количество вычислений максимально. При допущении об успешном детектировании и отсутствии ошибок на приёме скорость передачи UE_n для технологии PD-NOMA имеет вид:

$$R_n^{NOMA} \leq W \log_2 \left(1 + P_n |\dot{h}_n|^2 \left(\alpha_{n,1} \sum_{j=1}^{n-1} P_j |\dot{h}_j|^2 + N_0 \right)^{-1} \right) = W \log_2(1 + \gamma_n) \quad (4)$$

где W – отводимая под передачу полоса частот, Гц; $\alpha_{n,i} = 1 - \delta_{n,i}$, $\delta_{n,i}$ – символ Кронекера.

Пользовательское устройство UE_n способно декодировать сообщение для k -го пользователя ($n+1 \leq k \leq N$) при условии, что скорость передачи для данного устройства не меньше, чем скорость передачи к UE_k : $R_n^{NOMA} \geq R_k^{NOMA}$, что достигается при $1 + \gamma_n \geq 1 + \gamma_k$. Далее рассмотрим имитационную модель технологии неортогонального МД PD-NOMA.

2.3. Имитационная модель технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA

С целью сравнения эффективности PD-NOMA будет проведена оценка скорости передачи данных для системы с ортогональным множественным доступом в частотном домене:

$$R_n^{OMA} \leq \chi_n W \log_2 \left(1 + P_n |\dot{h}_n|^2 N_0^{-1} \right) \quad (5)$$

где χ_n – коэффициент распределения частотного ресурса $0 \leq \chi_n \leq 1$, $\forall n = 1 \dots N$.

На рис. 3 представлены графики распределения скоростей передачи трех пользователей для систем неортогонального и ортогонального множественного доступа OFDMA.

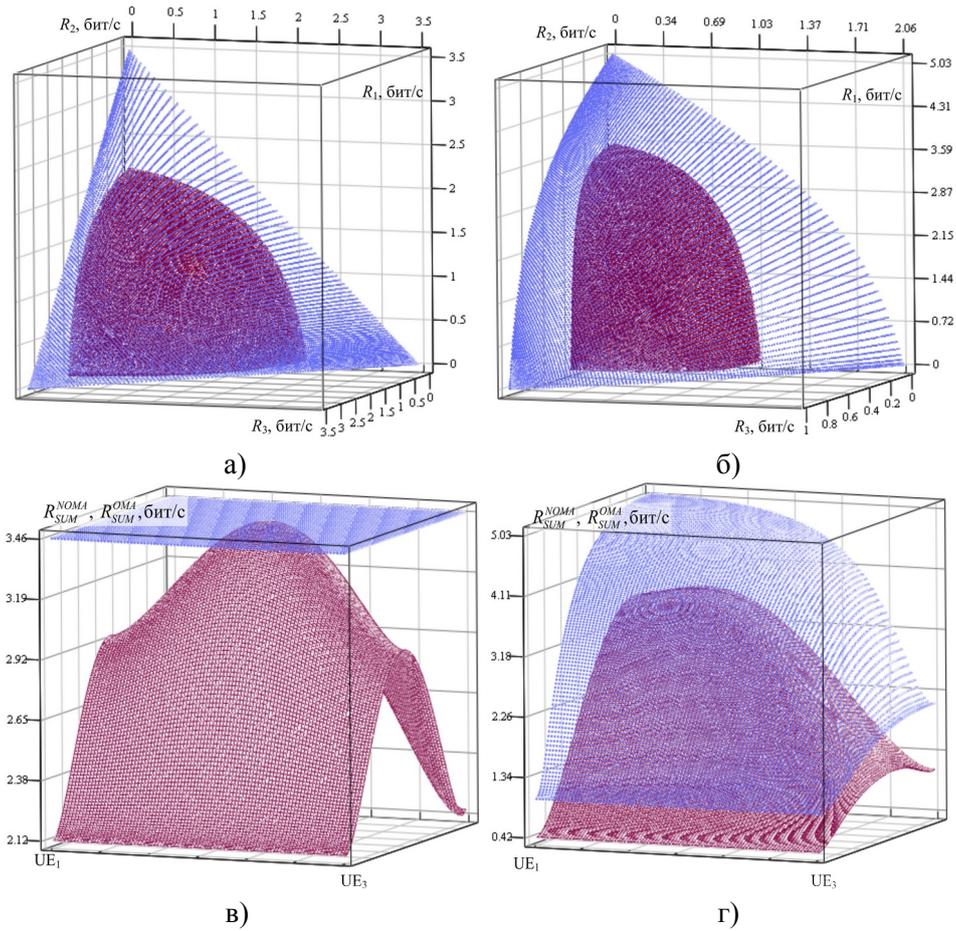


Рис. 3. Скорости передачи данных для NOMA (синий) и OMA (красный) с тремя UE:
 а) $10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$, дБ; б) $10\lg(\gamma_1) = 15$, дБ, $10\lg(\gamma_2) = 5$, дБ, $10\lg(\gamma_3) = 0$, дБ;
 Суммарные скорости для NOMA (синий) и OMA (красный):
 в) $10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$, дБ; г) $10\lg(\gamma_1) = 15$, дБ, $10\lg(\gamma_2) = 5$, дБ, $10\lg(\gamma_3) = 0$, дБ;

Для рассмотренных случаев в таблице 1 приведены значения экстремумов суммарных скоростей.

Таблица 1. Экстремумы суммарных скоростей для случаев NOMA и OMA

Параметр	Соотношение $10\lg(\gamma_n)$, дБ	
	$10\lg(\gamma_1) = 10\lg(\gamma_2) = 10\lg(\gamma_3) = 10$	$10\lg(\gamma_1) = 15, 10\lg(\gamma_2) = 5, 10\lg(\gamma_3) = 0$
$\min(R_{SUM}^{NOMA})$, бит/с	3,46	1,00
$\max(R_{SUM}^{NOMA})$, бит/с	3,46	5,03
$\min(R_{SUM}^{OMA})$, бит/с	2,12	0,42
$\max(R_{SUM}^{OMA})$, бит/с	3,46	3,69

Приведенные на рис. 3, а и рис. 3, б графики суммарных скоростей были получены для распределения ресурса мощности передачи β_n^2 и частоты χ_n между пользовательскими устройствами согласно сценарию, показанному на рис. 4.

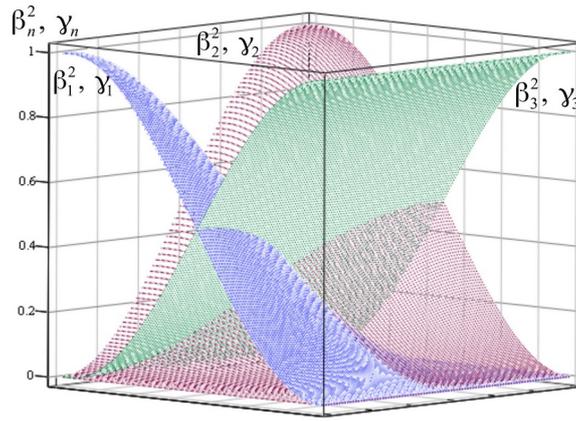


Рис. 4. Зависимость распределения ресурсов между 3 пользовательскими устройствами для нисходящей линии связи

Анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод о том, что равенство суммарных скоростей нисходящих потоков данных для систем OMA и PD-NOMA достигается только в случае равенства отношений $10\lg(\gamma_n)$ для всех пользовательских устройств при условии равномерного распределения ресурсов. В остальных случаях технология PD-NOMA обеспечивает выигрыш в скорости передачи данных по сравнению с технологией OMA.

Корректность процедуры последовательного устранения помех SIC зависит от точности оценки параметров канала $\hat{h}_n = \hat{h}_n + \hat{\epsilon}_n$, где погрешность оценивания параметров $\hat{\epsilon}_n$ является комплексной случайной гауссовой величиной: $\hat{\epsilon}_n \sim CN(0, \sigma_n^2)$. На стороне UE_n в момент времени iT_s оценка символа n -го составного сигнального созвездия может быть описана как:

$$\begin{aligned} \hat{S}_n(iT_s) &= \sum_{m=1}^N \hat{h}_n \sqrt{P_m} \dot{S}_m(iT_s) - \hat{h}_n \sum_{l=n+1}^N \sqrt{P_l} \bar{S}_l(iT_s) + \dot{w}_n(iT_s) = \\ &= \hat{h}_n \sqrt{P_n} \dot{S}_n(iT_s) + \hat{h}_n \sum_{m'=1}^{n-1} \sqrt{P_{m'}} \dot{S}_{m'}(iT_s) + P \sum_{l=1}^N \hat{\epsilon}_n \dot{S}_l(iT_s) + \dot{w}_n(iT_s) \end{aligned} \quad (6)$$

Третье слагаемое в выражении (6) представляет собой не полностью скомпенсированные интерференционные составляющие, обусловленные погрешностью оценивания параметров радиоканала. Тогда значение γ_n в (4) преобразуется к виду:

$$\gamma_n = |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_m + \alpha_{n,N} \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1}. \quad (7)$$

В выражении (6) предполагается, что принятие решения о значении символа l -го составного сигнального созвездия (где $l = n+1 \dots N$) осуществляется без ошибок. Это предположение даёт возможность считать, что $\bar{S}_l(iT_s) = \dot{S}_l(iT_s)$. Однако, в результате воздействия шума и интерференционных составляющих оценка сигнала для l -го пользователя может выйти за границы области принятия правильного решения $\hat{S}_l(iT_s) \notin \Omega_l$, что приведёт к ошибке решающего устройства. Таким образом, при реализации процедуры SIC из принимаемого сигнала будет вычитаться не \bar{S}_l^q , а \bar{S}_l^r l -го составного сигнального созвездия, что может привести к последующему накоплению ошибок при проведении процедуры SIC.

С целью определения влияния погрешности $\hat{\epsilon}_n$ оценки импульсного отклика канала на вероятность ошибки решающего устройства было выполнено имитационное моделирование процедуры последовательного устранения помех при совместном использования частотно-временного ресурса тремя пользователями. При моделировании рассматривались два

сценария: обработка сигналов при точном оценивании параметров канала и при наличии погрешности $\hat{\varepsilon}_n$.

Составное сигнальное созвездие формировалось согласно варианту в), представленному на рис. 2. При проведении моделирования параметры канала принимались неизменными. Длина тестовой последовательности составила 10^5 символов. Обработываемая устройствами UE₁–UE₃ принимаемая тестовая последовательность является идентичной для всех устройств. Для сгенерированной погрешности оценивания параметров канала $\hat{\varepsilon}_n$ выполнялось условие $\sigma_n^2/|\hat{h}_n|^2=0,05$. Результаты моделирования представлены на рис. 5 и в табл. 2.

Таблица 2. Результаты эксперимента

Оценка отклика канала	UE _n	10lg(γ_n), дБ	N_{out}	SER
$\hat{h}_n = \dot{h}_n$	UE ₁	23,08	0	0
	UE ₂	7,88	0	0
	UE ₃	6,04	0	0
$\hat{h}_n = \dot{h}_n - \varepsilon_n$	UE ₁	12,46	1409	$1,41 \cdot 10^{-1}$
	UE ₂	7,73	0	0
	UE ₃	6,04	0	0

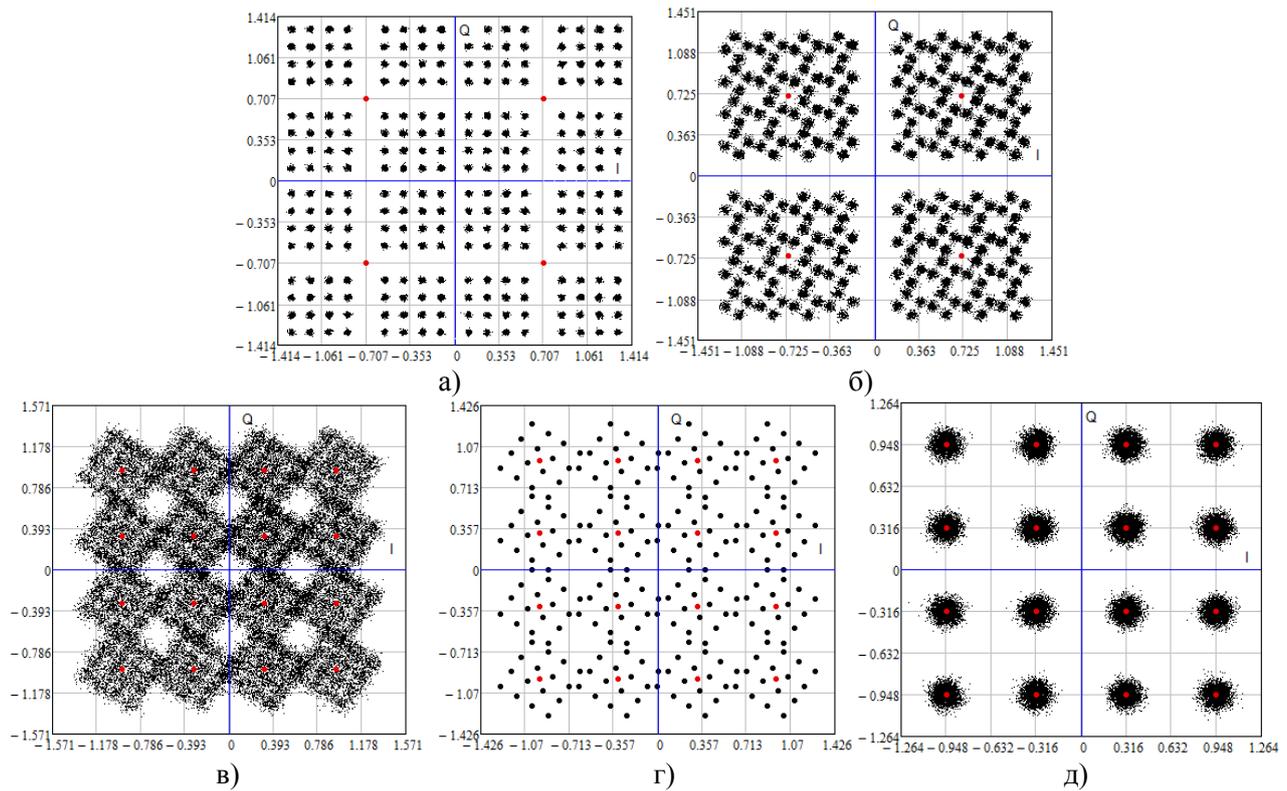


Рис. 5. Вид сигнальных созвездий при последовательном выполнении процедуры SIC

для β_1 QAM-16+ β_2 QPSK+ β_3 $\pi/2$ BPSK, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

- а) для 3-го пользователя; б) для 2-го пользователя; в) для 1-го пользователя; г) сигнальное созвездие 1-го пользователя при отсутствии шумовой составляющей; д) сигнальное созвездие 1-го пользователя при отсутствии интерференционной составляющей

Как видно из рис. 5, погрешность оценивания $\hat{\varepsilon}_n$ привела к появлению межканальной интерференции и снижению величины $10\lg(\gamma_1)$ на 10,62, дБ по сравнению с первым сценарием. Влияние интерференции проявляется в виде появления сосредоточенных в

области точек исходного сигнального созвездия дополнительных созвездий, точки которых выходят за границы области принятия правильного решения (рис. 5, г), что приводит к возникновению символьных ошибок. Для случая отсутствия шумовой составляющей (рис. 5, г) вероятность символьной ошибки SER составила 0,25. Наличие шумовой составляющей привело к снижению вероятности символьной ошибки до величины $1,41 \cdot 10^{-1}$ (табл. 2).

Уменьшение погрешности оценивания $\hat{\epsilon}_n$ оценки импульсного отклика канала в 2 раза по модулю (результаты моделирования в данном случае не представлены) показало увеличение величины $\Delta 10\lg(\gamma_i) \approx 4,5 \dots 6,0$ дБ. Вероятность символьной ошибки SER варьировалась в диапазоне значений $2 \cdot 10^{-3} \dots 2 \cdot 10^{-4}$.

Полученные в ходе моделирования оценки коррелируют с асимптотическими выражениями вероятностей символьных ошибок, графики которых представлены на рис. 6.

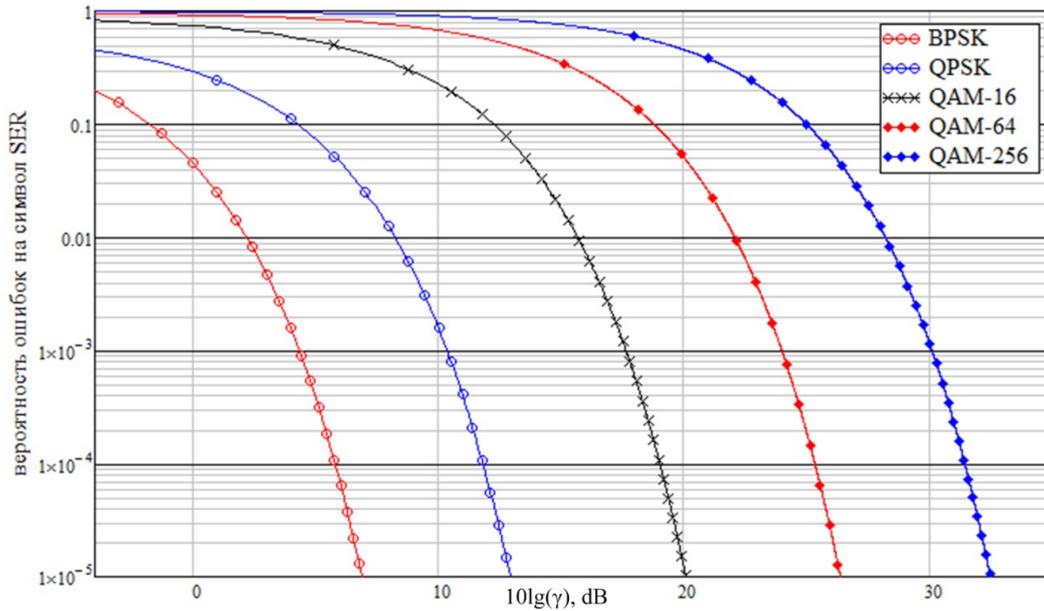


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибок на символ SER от соотношения $10\lg(\gamma_n)$

Асимптотические выражения вероятности ошибок на символ SER BPSK, а также созвездий QPSK и QAM- M , где $M = 2^{2^m}$, имеют вид [10]:

$$\Pr_{e, BPSK} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2-1} \gamma_n}\right) = Q(\sqrt{2 \gamma_n}), \quad M=2, \quad (8)$$

$$\Pr_{e, QAM-M} = 4 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right] Q(k \sqrt{\gamma_n}) - 4 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right]^2 Q^2(k \sqrt{\gamma_n}), \quad (9)$$

где $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp(-0.5 u^2) du$ – Q-функция; $k = \sqrt{1.5(2^{2^m}-1)}$ – масштабирующий коэффициент [9]. Графики зависимости битовых ошибок для рассмотренных сценариев представлены на рис. 7.

Рис. 7, а и рис. 7, в соответствуют случаю равных условий передачи в каналах для трёх пользователей. Рис. 7, б, и рис. 7, г приведены для условий передачи в канале: $|\dot{h}_1| = 2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2| = 1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3| = 0,05 \cdot 10^{-3}$. Представленные на рис. 7, в и рис. 7, г графики вероятностей битовых ошибок для сценария равномерного распределения мощностей между пользователями принимают значения, делающим передачу данных невозможной.

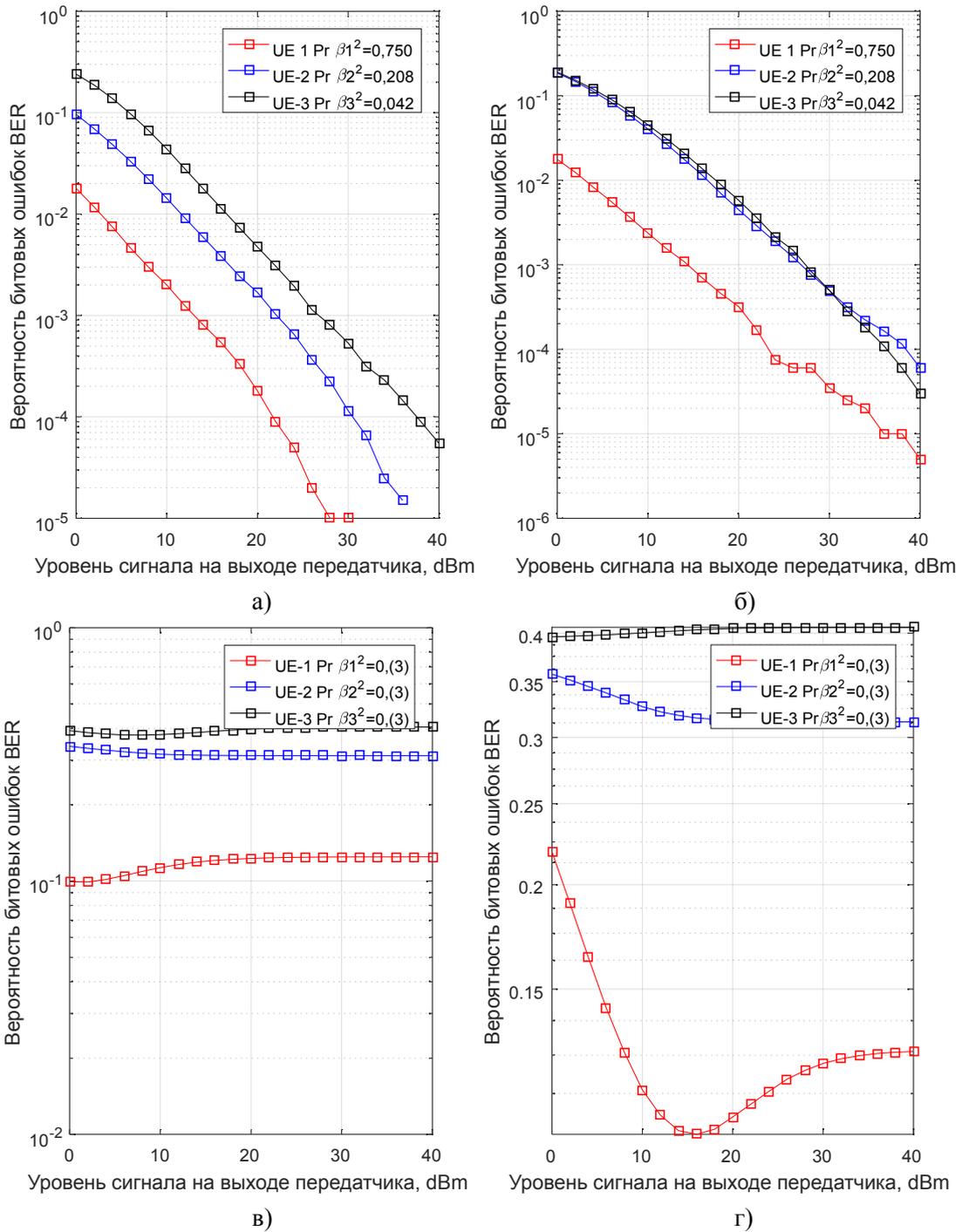


Рис. 7. Вероятности ошибок на бит BER для разных коэффициентов распределения мощности

а) $|\dot{h}_1|=|\dot{h}_2|=|\dot{h}_3|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

б) $|\dot{h}_1|=2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3|=0,05 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=0,750$, $\beta_2^2=0,208$, $\beta_3^2=0,042$;

в) $|\dot{h}_1|=|\dot{h}_2|=|\dot{h}_3|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=\beta_2^2=\beta_3^2=1/3$;

г) $|\dot{h}_1|=2,09 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_2|=1,18 \cdot 10^{-3}$, $|\dot{h}_3|=0,05 \cdot 10^{-3}$, $\beta_1^2=\beta_2^2=\beta_3^2=1/3$.

На рис. 8 представлены графики зависимости спектральной эффективности от уровня сигнала базовой станции для UE₂ (рис. 8, а) и UE₁ (рис. 8, б) при разных значениях вероятности ошибки на предыдущих этапах процедуры SIC для сценария обслуживания базовой станцией трёх пользовательских устройств, описанного выше.

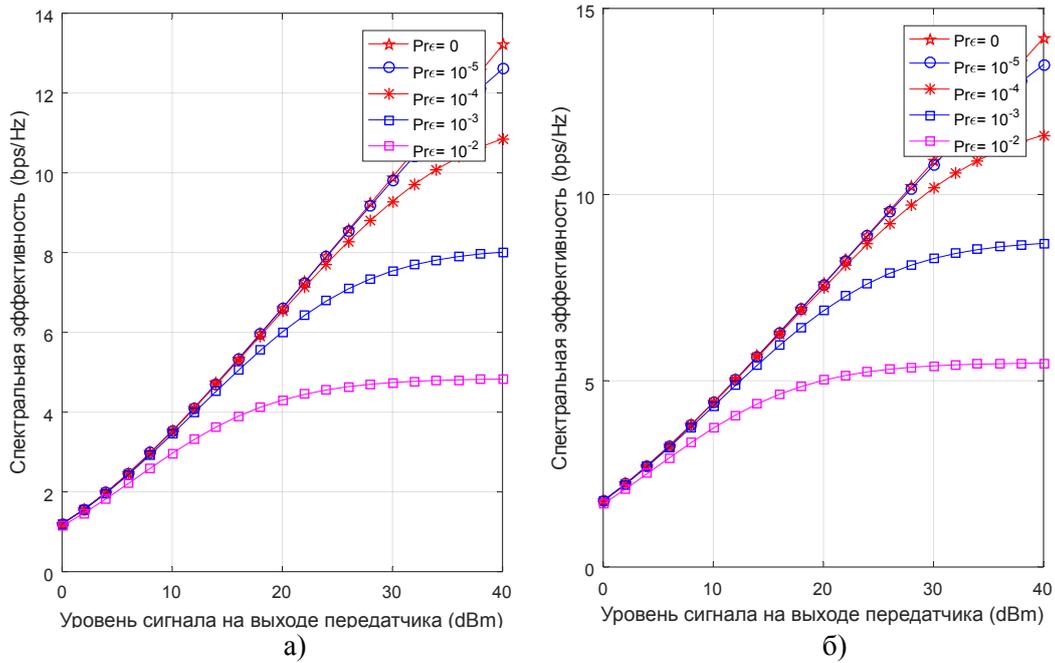


Рис. 8. Графики зависимости спектральной эффективности от уровня сигнала gNB для а) UE2, б) UE1

Как видно из данных, полученных в ходе моделирования, эффективность систем PD-NOMA зависит от выбора коэффициентов распределения мощности. Таким образом, задача оптимального распределения мощности между пользователями является актуальной.

3. Распределение мощности между пользователями в PD-NOMA

3.1. Метод распределения мощности между пользователями в PD-NOMA

В общем виде выражение, описывающее суммарную скорость в нисходящем потоке данных систем PD-NOMA, может быть получено на основе (4,7):

$$R_{\Sigma}^{NOMA} = W \sum_{n=1}^N \log_2(1 + \gamma_n) = W \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_j + \alpha_{n,N} \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1} \right), \quad (10)$$

Существует несколько различных схем распределения мощности, каждая из которых направлена на решение определенной задачи: справедливого распределения мощности между пользователями, максимизацию суммарной скорости, энергоэффективности и др.

Рассмотрим схему справедливого распределения мощности между пользователями FPA (Fair Power Allocation) [11, 12], согласно которой приоритет отдается пользователю с наихудшими параметрами канала, обеспечивая ему передачу данных с требуемой скоростью, после достижения которой вся оставшаяся доступная мощность распределяется между пользователями с лучшими условиями передачи.

При решении задачи (10) должны быть выполнены следующие условия:

1. Для найденных значений P_n, β_n скорость передачи данных в нисходящем потоке для n -го пользователя должна быть не меньше, чем минимально гарантируемая $R_{n,\min}^{NOMA}$:

$$R_{n,\min}^{NOMA} \leq R_n^{NOMA} \leq W \log_2 \left(1 + |\hat{h}_n|^2 P_n \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_j + \sigma_{\epsilon,n}^2 P + N_0 \right)^{-1} \right), \quad (11)$$

где $R_{n,\min}^{NOMA}$ – минимальная гарантируемая скорость передачи для n -го пользователя. С целью сокращения последующих выражений обозначим $2^{W^{-1} R_{n,\min}^{NOMA}} = \eta_n$, тогда (11) может быть приведено к виду:

$$g_n(P_1 \dots P_N) = P_n - \frac{\eta_n - 1}{|\hat{h}_n|^2} \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,n}^2 P + N_0 \right) \geq 0 \quad (12)$$

2. Мощность, требуемая на передачу совмещённых сигнальных созвездий, не должна превышать совокупную мощность передатчика:

$$h(P_1 \dots P_N) = P - \sum_{m=1}^N P_m \geq 0, \quad (13)$$

Задача нахождения коэффициентов распределения мощности $(\beta_1^*, \beta_2^*, \dots, \beta_T^*)$ или непосредственно значений мощности для пользователей $P(\beta_1^*, \beta_2^*, \dots, \beta_T^*) = (P_1^*, P_2^*, \dots, P_T^*)^T$ является задачей оптимизации с ограничениями. При этом функции $f(P_1 \dots P_N)$, $g_n(P_1 \dots P_N)$ и $h(P_1 \dots P_N)$ являются дифференцируемыми. Из того, что Гессиан целевой функции $f(P_1 \dots P_N)$ является отрицательно определённым, следует, что целевая функция $f(P_1 \dots P_N)$ является вогнутой. Ограничения (12, 13) являются выпуклыми. Вышеперечисленные свойства функций являются достаточными для решения задачи методом множителей Лагранжа при условиях Каруша – Куна – Таккера (ККТ) [13, 14], где функция Лагранжа принимает вид:

$$L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda_1 \dots \lambda_N) = f(P_1 \dots P_N) + \sum_{n=1}^N \mu_n g_n(P_1 \dots P_N) + \lambda h(P_1 \dots P_N), \quad (14)$$

где μ_n и λ являются неотрицательными множителями Лагранжа.

Взятие частных производных функции Лагранжа даёт:

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial P_n} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} + \frac{\partial \left(\sum_{k=1}^N \mu_k g_k(P_1 \dots P_N) \right)}{\partial P_n} + \lambda \frac{\partial h(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} =, \quad (15)$$

$$= \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n} + \left(\mu_n - \alpha_{n,N} \sum_{m=n+1}^N \mu_m (\eta_m - 1) \right) - \lambda$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_n} = P_n - (\eta_n - 1) \left(\sigma_{\varepsilon,n}^2 P + \frac{\alpha_{n,1} \sum_{m=1}^{n-1} P_m + N_0}{|\hat{h}_n|^2} \right) = \frac{\partial \sum_{k=1}^N \mu_k g_k(P_1 \dots P_N)}{\partial \mu_n}. \quad (16)$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \lambda} = -\lambda = \lambda \frac{\partial h(P_1 \dots P_N)}{\partial P_n}. \quad (17)$$

Согласно условиям ККТ,

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_{N-1}} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_{N-1}} + \mu_{N-1} - \mu_N (\eta_N - 1) - \lambda = 0. \quad (18)$$

$$\frac{\partial L(P_1 \dots P_N, \mu_1 \dots \mu_N, \lambda)}{\partial \mu_{N-1}} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_N} + \mu_N - \lambda = 0. \quad (19)$$

Откуда

$$\mu_N \eta_N - \mu_{N-1} = \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_{N-1}} - \frac{\partial f(P_1 \dots P_N)}{\partial P_N}. \quad (20)$$

Правая часть равенства (20) имеет вид:

$$\frac{\partial f(\cdot)}{\partial P_{N-1}} - \frac{\partial f(\cdot)}{\partial P_N} = \frac{|\dot{h}_{N-1}|^2 (\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0) - |\dot{h}_N|^2 (\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0)}{\left(|\dot{h}_{N-1}|^2 \sum_{m=1}^{N-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0 \right) \left(|\dot{h}_N|^2 \sum_{m=1}^{N-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0 \right)}. \quad (21)$$

Поскольку для каналов N и $N-1$ выполняется условие $|\dot{h}_{N-1}|^2 > |\dot{h}_N|^2$, то разница частных производных целевой функции (21) является положительной, следовательно, $\mu_N \eta_N - \mu_{N-1} > 0$, и, согласно условиям ККТ, величины μ_{N-1} , μ_N и λ являются положительными,

что приводит к выводу о том, что неравенства-ограничения $g_{N-1}(P_1...P_N)$, $g_N(P_1...P_N)$ и $h(P_1...P_N)$ являются активными. Таким образом, выражения, описывающие процедуры расчета мощностей для $N-1$ и N пользователей, имеют вид:

$$P_n - |\hat{h}_n|^{-2} (\eta_n - 1) \left(\alpha_{n,1} |\hat{h}_n|^2 \sum_{m=1}^{n-1} P_m + \sigma_{\varepsilon,n}^2 P + N_0 \right) = 0, \quad n = N-1, N \quad (22)$$

$$P_N = \frac{(\eta_N - 1)P}{\eta_N} + \frac{(\eta_N - 1)(\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0)}{\eta_N |\hat{h}_N|^2} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} P_{N-1} &= \frac{\eta_{N-1} - 1}{|\hat{h}_{N-1}|^{-2}} \left(|\hat{h}_{N-1}|^2 \sum_{m=1}^{N-2} P_j + \sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0 \right) = \\ &= (\eta_{N-1} - 1) \left(P - P_N - P_{N-1} + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) = \frac{(\eta_{N-1} - 1)}{\eta_{N-1}} \left(P - P_N + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) = \\ &= \frac{(\eta_{N-1} - 1)}{\eta_{N-1}} \left(\left(P + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-1}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-1}|^2} \right) - \frac{(\eta_N - 1)}{\eta_N} \left(P + \frac{\sigma_{\varepsilon,N}^2 P + N_0}{|\hat{h}_N|^2} \right) \right) \end{aligned} \quad (24)$$

В общем виде формулы для мощностей могут быть получены из выражений (23, 24):

$$P_{N-k} = \frac{\eta_{N-k} - 1}{\eta_{N-k}} \left(P - \alpha_{N-k,N} \sum_{l=N-k+1}^N P_l + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-k}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-k}|^2} \right), \quad k = 0 \dots N-1 \quad (25)$$

$$P_{N-k} = \frac{\eta_{N-k} - 1}{\eta_{N-k}} \left(\frac{P}{\prod_{l=N-k}^N \eta_l} + \frac{\sigma_{\varepsilon,N-k}^2 P + N_0}{|\hat{h}_{N-k}|^2} + \sum_{m=N-k+1}^N \frac{(\eta_m - 1)(\sigma_m^2 P + N_0)}{|\hat{h}_m|^2 \prod_{o=N-k}^m \eta_o} \right), \quad (26)$$

Коэффициент распределения мощности β_n , на который умножается составное сигнальное созвездие для n -го пользователя, связан с мощностью P_n соотношением $\beta_n = \sqrt{P_n P^{-1}}$, $n = 1 \dots N$.

3.2. Модель распределения мощности между пользователями в PD-NOMA

С целью проверки работоспособности схемы FPA при организации неортогонального множественного доступа был проведён ряд вычислительных экспериментов, результаты которых далее представлены в виде графиков. Приём и регистрация сигналов осуществлялись для двух сценариев: наличия точных сведений о параметрах канала и данных об импульсном отклике канала, полученных с некоторой погрешностью.

Ряд исходных данных для проведения эксперимента представлен ниже: количество пользователей: $N = 4$; тип канала – Релеевский; минимально гарантируемая скорость передачи $R_{n,\min}^{NOMA}$: 2, Мбит/с; 1, Мбит/с; полоса пропускания: $W = 1$, МГц; дисперсия оценки параметров канала: $\sigma_{\varepsilon,1}^2 / |\hat{h}_1|^2 = 0,016$; $\sigma_{\varepsilon,2}^2 / |\hat{h}_2|^2 = 0,016$; $\sigma_{\varepsilon,3}^2 / |\hat{h}_3|^2 = 0,040$; $\sigma_{\varepsilon,4}^2 / |\hat{h}_4|^2 = 0,026$.

На рис. 9 представлены результаты расчётов мощностей сигналов, коэффициентов распределения мощности и пропускной способности систем PD-NOMA для случая точной оценки параметров каналов. Графики, представленные на рис. 10, 11, получены для сценария, когда оценивание параметров канала производится с погрешностью.

Примечание: шкалы измерений для кривых красного цвета на рис. 9–11 с индексом б, в, располагаются справа.

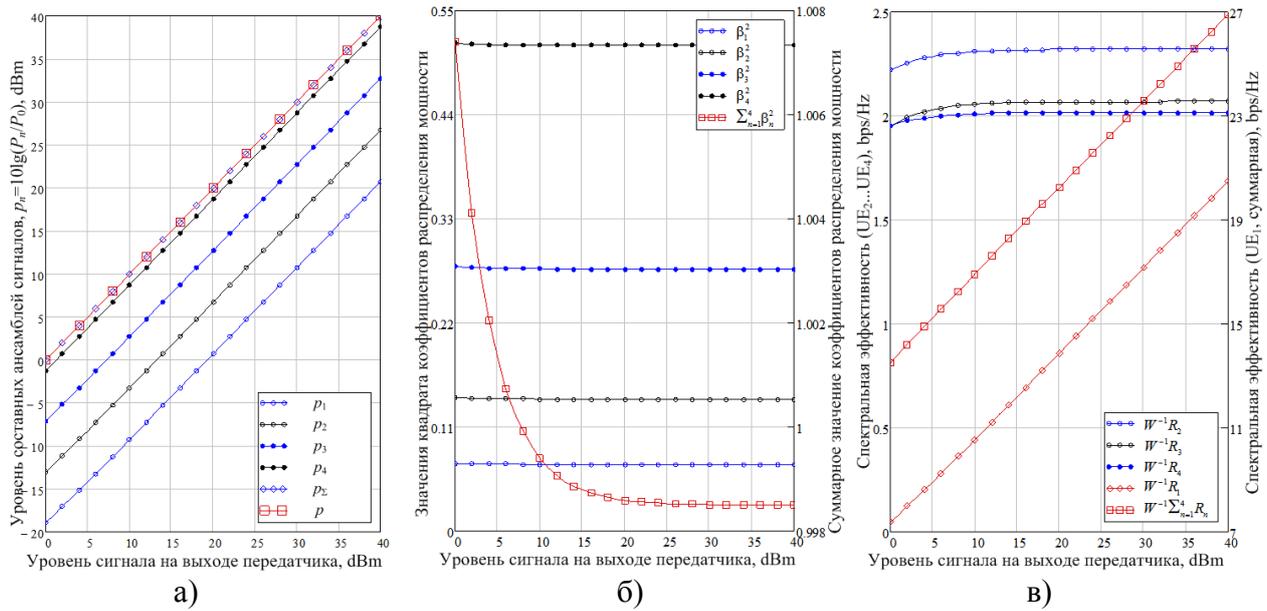


Рис. 9. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария точной оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 2$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

Как видно из рис. 9, установленные ограничения по скорости передачи (11) и суммарной мощности (13) начинает выполняться, начиная с некоторого порогового значения уровня сигнала на выходе передатчика ($p = 10 \lg(P/P_0)$, дБм). На рис. 9, б пороговое значение для ограничений по мощности составило 8, дБм. На рис. 9, в пороговое значение для ограничений по минимально допустимой скорости передачи также составило 8, дБм. Пороговое значение определяется количеством пользователей и соотношениями между импульсными откликами каналов между gNB и UE_n. Вопрос оптимального количества пользователей, использующих единый частотно-временной ресурс в системах PD-NOMA, является отдельной темой исследований.

Влияние погрешности оценивания параметров каналов связи можно проследить по графикам, представленным на рис. 10 и 11. Как видно из рис. 10, а и рис. 10, б, полученная суммарная мощность превышает бюджет мощности, и значение суммы квадратов коэффициентов распределения колеблется в диапазоне 1,095–1,110. Ограничения по скорости передачи, как видно из рис. 10, в, не выполняются для пользователей 3 и 4.

Для сценария 2 выполнение требуемых ограничений начинает выполняться при снижении значения минимально требуемой скорости передачи с 2 до 1, Мбит/с, что приводит к снижению максимального значения суммарной скорости передачи в 3 раза для рассматриваемого случая. Как видно из рис. 9, в, при точной оценке параметров канала увеличение суммарной скорости передачи в нисходящем потоке данных обеспечивается линейным ростом скорости передачи данных к первому пользователю, что не наблюдается на рис. 10, в и рис. 11, в. Это позволяет сделать вывод о том, что требуемые скорости передачи данных конечным пользователям при фиксированном количестве пользователей могут быть изменены в сторону увеличения; также возможно увеличение количества пользователей, использующих единый частотно-временной ресурс при сохранении требований к минимально допустимой скорости передачи пользователей 1...4.

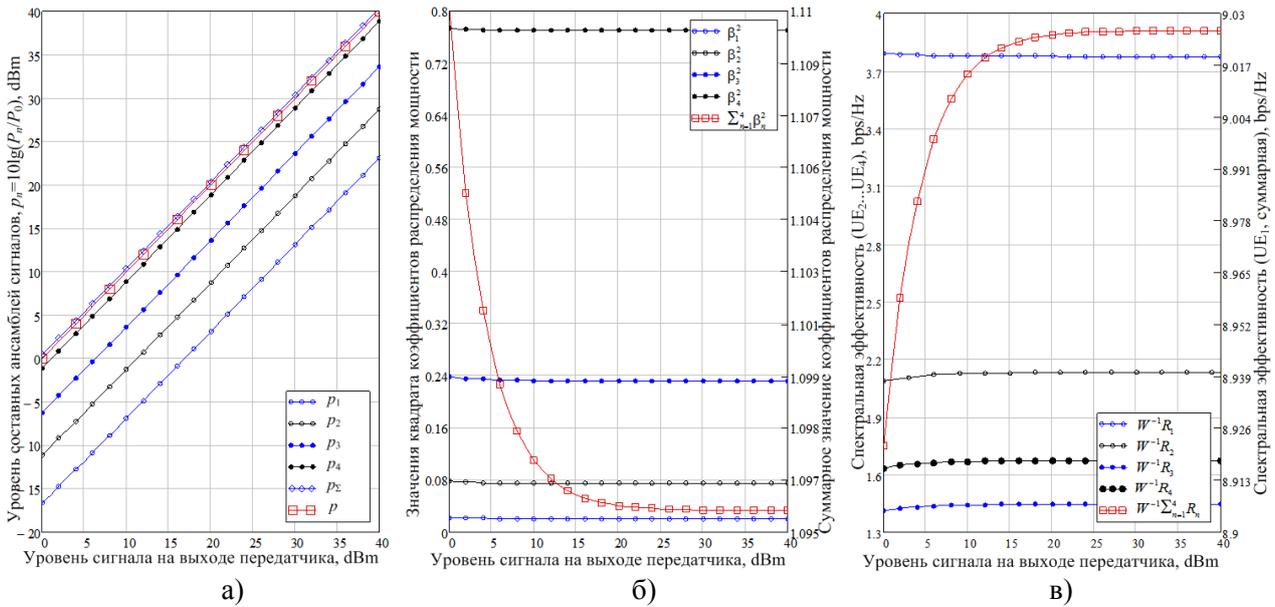


Рис. 10. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария наличия погрешности оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 2$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

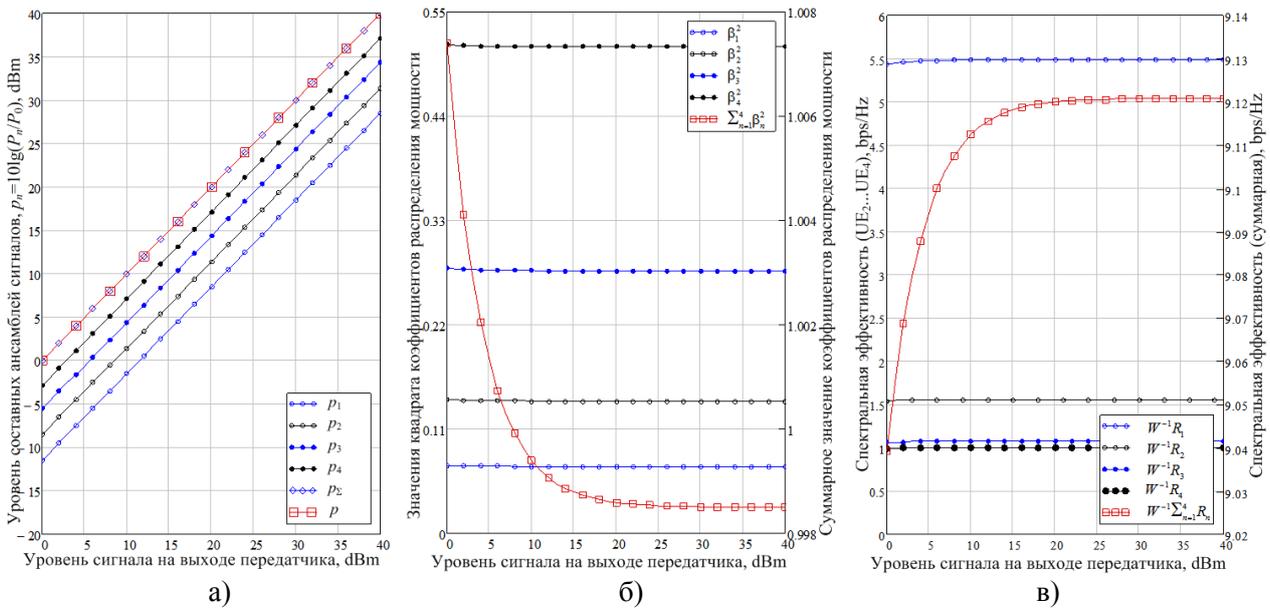


Рис. 11. Зависимости параметров системы PD-NOMA от уровня сигнала gNB для сценария наличия погрешности оценки параметров канала, $R_{n, \min}^{NOMA} = 1$, Мбит/с

а) уровни мощности сигналов; б) коэффициенты распределения мощности; в) пропускная способность

4. Заключение

В данной статье был проведён анализ системы множественного доступа основанной на совместном использовании технологии множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA. Оценки спектральной эффективности, произведенные в данной работе, продемонстрировали выигрыш технологии PD-NOMA по сравнению с технологией ортогонального множественного доступа OMA. Анализ влияния оценивания параметров канала на вероятность символьных ошибок при осуществлении процедуры последовательного устранения помех показал, что вероятность символьной ошибки на каждом этапе процедуры SIC может быть рассчитана согласно асимптотическим выражениям.

В работе были выведены выражения для расчёта требуемых мощностей и коэффициентов распределения мощности для метода справедливого распределения мощности между конечными пользователями FPA, который рассматривается как задача нелинейного программирования при условиях Каруша – Куна – Таккера. Разработанная программа имитационного моделирования подтвердила корректность найденных в работе решений.

Литература

1. *F. Brannstrom, T. M. Aulin, and L. K. Rasmussen.* Iterative detectors for trellis-code multiple-access. *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 9, pp. 1478–1485, Sep. 2002.
2. *R. Hoshyar, F. P. Wathan, and R. Tafazolli.* Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel. *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 4, pp. 1616–1626, Apr. 2008.
3. *Tao, Yunzheng & Liu, Long & Liu, Shang & Zhang, Zhi.* (2015). A Survey: Several Technologies of Non-Orthogonal Transmission for 5G. *China Communications*. 12. 1-15. doi:10.1109/CC.2015.7315054.
4. *Yuan Z. et al.* Multi-user shared access for internet of things //2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). – IEEE, 2016. – С. 1-5.
5. *S. Chen, B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun, and K. Niu,* “Pattern division multiple access – a novel nonorthogonal multiple access for fifth-generation radio networks”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 4, pp. 3185–3196, Apr. 2016.
6. *S. Chaturvedi, Z. Liu, V. A. Bohara, A. Srivastava and P. Xiao,* "A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 58503-58524, 2022.
7. *L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. L. I, and Z. Wang,* “Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 74–81, Sep. 2015
8. *Benjebbour A.* An overview of non-orthogonal multiple access //ZTE Commun. – 2017. – Т. 15. – №. S1. – pp. 21–30.
9. 3GPP TS 38.211 V18.0.0 (2023-09) NR; Physical channels and modulation
10. *Lee E. A., Messerschmitt D. G.* Digital communication. – Springer Science & Business Media, 2012.
11. *Oviedo J. A., Sadjadpour H. R.* A fair power allocation approach to NOMA in multiuser SISO systems //IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Т. 66. – №. 9. – С. 7974-7985.
12. *M. Atrouche, S. Ayad and B. Mounir,* "Comparative Study of Fairness and Fixed Power allocation Algorithms : In Non-Orthogonal Multiple Access system," 2022 7th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA), Mostaganem, Algeria, 2022, pp. 1-5
13. *Измаилов, А. Ф.* Численные методы оптимизации : учебное пособие / А. Ф. Измаилов, В. М. Солодков. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Физматлит, 2008. – 320 с.
14. *Методы оптимизации : учебник и практикум для бакалавриата и магистратуры / Ф. П. Васильев, М. М. Потапов, Б. А. Будак, Л. А. Артемьева ; под редакцией Ф. П. Васильева. – Москва : Юрайт, 2016. – 375 с.*

Синильников Александр Михайлович

к.т.н., главный инженер научно-технического центра спутниковых систем связи, радиомониторинга и вещания, федеральное государственное автономное учреждение «Национальный исследовательский центр телекоммуникаций имени М. И. Кривошеева», (ФГАУ «НИЦ Телеком», 192029, Санкт-Петербург, пр. Большой Смоленский, д.4), тел. +7 812 305-12-68, e-mail: sinilam01@gmail.com, ORCID ID: 0009-0007-2869-4373.

Фокин Григорий Алексеевич

д.т.н., доцент, профессор кафедры беспроводных технологий и систем, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Гришин Илья Владимирович

к.т.н., доцент кафедры сетей связи и передачи данных, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0009-0007-8162-2328

Калинкина Алла Александровна

аспирант кафедры сетей связи и передачи данных, Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, (СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, к. 1), тел. +7 812 305-12-74, e-mail: kalina110694@gmail.com, ORCID ID: 0009-0006-0264-0791

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Вклад соавторов: Каждый автор внес равную долю участия как во все этапы проводимого теоретического исследования, так и при написании разделов данной статьи.

Analysis of Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology

Alexander M. Sinilnikov¹, Grigoriy A. Fokin², Ilya V. Grishin², Alla A. Kalinkina²

¹ Saint Petersburg branch of Federal State Autonomous Institution

"M. I. Krivosheev National Research Center of Telecommunications"

² The Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT)

Abstract: The work analyzes the Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology. An assessment is made of the influence of the error in estimating channel parameters on the probability of errors per symbol during the procedure for sequential elimination of interference on the receiving side and the throughput of the communication system. In order to improve the spectral efficiency of the communication system, expressions are derived to ensure fair allocation of power between users.

Keywords: non-orthogonal multiple access, spectral efficiency, fair power allocation, superposition coding, sequential interference cancellation, PD-NOMA, SC, SIC, FPA

For citation: Sinilnikov A. M., Fokin G. A., Grishin I. V. and Kalinkina A. A. Analysis of Power-Division Non-Orthogonal Multiple Access technology (in Russian). *Vestnik SibGUTI*, 2024, vol. 18, no. 4, pp. 3-21. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2024-18-4-3-21>.



Content is available under the license
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Sinilnikov A. M., Fokin G. A.,
Grishin I. V. and Kalinkina A. A., 2024

The article was submitted: 27.12.2023;
revised version: 27.02.2024;
accepted for publication 03.04.2024.

References

1. Brannstrom F., Aulin T. M., and Rasmussen L. K., Iterative detectors for trellis-code multiple-access. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 9, pp. 1478-1485, Sep. 2002.
2. Hoshyar R., Wathan F. P. and Tafazolli R., Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 4, pp. 1616-1626, Apr. 2008.
3. Tao Y., Liu L., Liu S. and Zhang Z., A Survey: Several Technologies of Non-Orthogonal Transmission for 5G. *China Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 1-15, Oct. 2015.
4. Yuan Z., Yu G., Li W., Yuan Y., Wang X., and Xu J., Multi-user shared access for Internet of Things, *2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE, May 2016, pp. 1-5.
5. Chen S., Ren B., Gao Q., Kang S., Sun S. and Niu K., Pattern division multiple access- A novel nonorthogonal multiple access for fifth-generation radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 4, pp. 3185-3196, Apr. 2016.
6. Chaturvedi S., Liu Z., Bohara V. A., Srivastava A. and Xiao P., A Tutorial on Decoding Techniques of Sparse Code Multiple Access, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 58503-58524, 2022.
7. Dai L., Wang B., Yuan Y., Han S., Chin-Lin. I. and Wang Z., Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends. *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, Sep. 2015
8. Benjebbour A., An overview of non-orthogonal multiple access. *ZTE communications*, vol. 15, no. S1, pp. 21-30, June 2017
9. 3GPP, NR; Physical channels and modulation (Release 18). *TS 38.211*, V18.0.0 (2023-09), Mar. 2024
10. Lee E. A., Messerschmitt D. G., *Digital communication*. Springer Science & Business Media, 2012.
11. Oviedo J. A., Sadjadpour H. R. A fair power allocation approach to NOMA in multiuser SISO systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 9. pp. 7974-7985, Apr. 2017.
12. Atrouche M., Ayad S. and Mounir B., Comparative Study of Fairness and Fixed Power allocation Algorithms : In Non-Orthogonal Multiple Access system. *2022 7th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*, Mostaganem, Algeria, pp. 1-5, 2022.
13. Izmailov, A.F. *Chislennyye metody optimizatsii : uchebnoye posobiye* [Numerical optimization methods: textbook]. 2nd ed., revised. and additional, Moscow, Fizmatlit, 2008. 320 p.
14. *Metody optimizatsii: uchebnik i praktikum dlya bakalavriata i magistratury* [Optimization methods: textbook and workshop for undergraduate and graduate students]. ed. F. P. Vasilyeva. – Moscow, Yurayt Publishing House, 2016. 375 p.

Alexander M. Sinilnikov

Cand. of Sci. (Engineering), Chief Engineer of the Scientific and Technical Center for Satellite Communication Systems, Radio Monitoring and Broadcasting, Federal State Autonomous Institution "M.I. Krivosheev National Research Center of Telecommunications" (192029, St. Petersburg, Bolshoy Smolensky Ave., 4), tel. +7 812 305-12-68, e-mail: sinilam01@gmail.com, ORCID ID: 0009-0007-2869-4373.

Grigoriy A. Fokin

Dr. of Sci. (Engineering), Professor of the Department of Wireless Technologies and Systems, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-68, e-mail: fokin.ga@sut.ru, ORCID ID: 0000-0002-5358-1895.

Ilya V. Grishin

Cand. of Sci. (Engineering), Associate Professor of the Department of Communication Networks and Data Transmission, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-74, e-mail: grishin.iv@sut.ru, ORCID ID: 0009-0007-8162-2328

Alla A. Kalinkina

Postgraduate student of the Department of Communication Networks and Data Transmission, The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT, Russia, 193232, St. Petersburg, Bolshhevikov Ave. 22), phone: +7 812 305-12-74, e-mail: kalina110694@gmail.com, ORCID ID: 0009-0006-0264-0791