

СВЯЗЬ

ОБРАБОТКА И ПРЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ С НЕОРГОНАЛЬНЫМ ДОСТУПОМ И С РАЗДЕЛЕНИЕМ ПО МОЩНОСТИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-6-38-45

Manuscript received 05 May 2024;
Accepted 10 June 2024

Крейнделин Виталий Борисович,
Московский Технический Университет Связи и Информатики,
Москва, Россия, vitrrend@gmail.com

Варукина Лидия Александровна,
Московский Технический Университет Связи и Информатики,
Москва, Россия, varukina@rambler.ru

Ключевые слова: NOMA, PD-NOMA, прекодирование, SIC, ML, подвижная связь

В системах подвижной радиосвязи в настоящее время широко используются методы доступа, использующие ортогональное разделение имеющихся ресурсов канала связи. Емкость таких систем определяется базой ортогональных канальных ресурсов, поддерживаемых на несущей частоте. Повысить емкость и количество обслуживаемых пользователей в сетях можно при использовании перспективной технологии неортогонального многостанционного доступа, когда одни и те же ортогональные частотно-временные канальные ресурсы используются несколькими пользователями. Эта технология устраняет одно из ограничений по количеству мультиплексируемых сигналов разных пользователей – нет ограничения по базе ортогональных ресурсов. В статье рассматривается система подвижной связи, использующая новую технологию уплотнения сигналов в радиоканале – неортогональный многостанционный доступ. В исследуемой системе на базовой станции на передающей стороне применяется прекодирование по методам декорреляции (Zero Forcing) и минимума среднеквадратической ошибки (Minimum Mean Square Error), что позволяет декоррелировать сигналы разных пользователей и улучшить помехоустойчивость системы. На приемной стороне в абонентских терминалах используются известные алгоритмы демодуляции – алгоритм последовательного исключения демодулированных компонент (Successive Interference Cancellation) и алгоритм максимального правдоподобия (Maximum Likelihood). При рассмотренных вариантах обработки сигналов система с неортогональным доступом позволяет получить выигрыш по числу обслуживаемых пользователей по сравнению с обычной системой с ортогональным доступом.

Информация об авторах:

Крейнделин Виталий Борисович, профессор, д.т.н., Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия
Варукина Лидия Александровна, соискатель, к.т.н., Московский Технический Университет Связи и Информатики, Москва, Россия

Для цитирования:

Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Обработка и прекодирование сигналов в системе с неортогональным доступом и с разделением по мощности // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №6. С. 38-45.

For citation:

Kreyndelin V.B., Varukina L.A. (2024). Processing and precoding in PD-NOMA system. T-Comm, vol. 18, no.6, pp. 38-45. (in Russian)

Введение

В настоящее время в сетях мобильной связи реализованы методы множественного доступа, основанные на ортогональном разделении канальных ресурсов между пользователями:

- в системах второго поколения (2G) используются частотное и временное разделение сигналов пользователей (Time Division Multiple Access – TDMA, Frequency Division Multiple Access – FDMA);
- в системах третьего поколения (3G) используется кодовое разделение сигналов пользователей (Code Division Multiple Access – CDMA);
- в системах четвертого (4G) и пятого поколений (5G) используется ортогональное частотное мультиплексирование (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA).

Емкость таких систем зависит от числа ортогональных ресурсов, имеющихся в одном частотном канале и уровне помех между ресурсами, которые возникают при многолучевом распространении сигналов и вызывают нарушение ортогональности канальных ресурсов.

Одной из перспективных технологий многостанционного доступа в системах подвижной связи является технология неортогонального многостанционного доступа (Non-Orthogonal Multiple Access – NOMA). В такой системе один и тот же ортогональный ресурс используется сразу несколькими пользователями. В основе методов NOMA используется концепция контролируемого уровня помех между неортогональными ресурсами, что устраняет ограничение по количеству мультиплексируемых сигналов разных пользователей [1]. Такой подход позволяет повысить емкость и количество обслуживаемых пользователей в системе связи.

Для разделения сигналов пользователей в системе с неортогональным доступом могут использоваться два основных подхода: с использованием кодового разделения, то есть с реализацией принципа CD-NOMA (Code Domain NOMA), или по мощности, то есть по принципу PD-NOMA (Power Domain NOMA) [1, 2, 12].

В первом случае для неортогонального доступа с применением кодового разделения было предложено множество вариантов [2]:

- Использование разреженных кодов для окрашивания сигналов разных пользователей (Sparse Code Multiple Access – SCMA). Бинарные данные пользователей расширяются с использованием кодовых книг – наборов predetermined кодовых слов;
- Использование шаблонов для отображения символов квадратурной амплитудной модуляции в ресурсные блоки канала (Pattern Division Multiple Access, PDMA);
- Использование перемежающих кодов для кодирования сигналов разных пользователей (Interleave-Division Multiple Access, IDMA). Бинарные данные пользователей подвергаются операции перемежения с использованием определенного набора бинарных последовательностей;
- Использование комбинированной процедуры кодирования на уровне битов и модуляционных символов (Interleave-Grid Multiple-Access, IGMA) – перемежение и сеточное отображение символов;
- и прочие.

В системе PD-NOMA разделение сигналов осуществляется по их мощности. Принцип работы такой системы с двумя

абонентами показан на рисунке 1. Сигналы абонента 1, который находится рядом с базовой станцией, передаются с мощностью p_1 . В то же время, сигналы абонента 2, находящегося далеко от базовой станции, передаются с мощностью p_2 . В приемном устройстве абонентского терминала может применяться метод последовательного исключения помех, то есть в терминале 1 сначала осуществляется демодуляция “сильного” сигнала с мощностью p_2 , затем из принятого сигнала вычитается реплика демодулированного сигнала и осуществляется демодуляция “слабого” сигнала с мощностью p_1 [1].

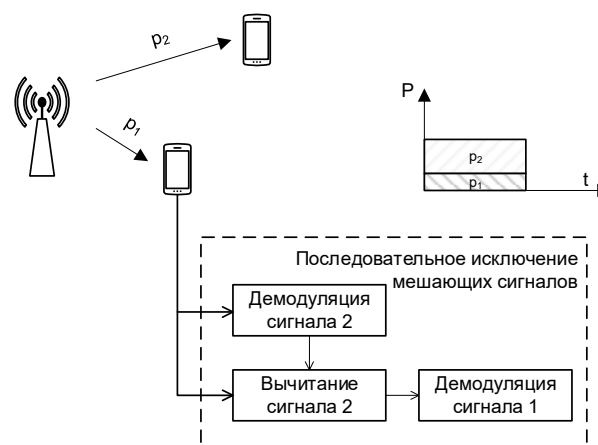


Рис. 1. Принцип работы системы PD-NOMA

В отличие от способов формирования неортогональных сигналов CD-NOMA, способ PD-NOMA не затрагивает процедуры формирования бинарных последовательностей и модулированных символов, а применяется после всех этапов обработки в передатчике системы беспроводной связи и может быть скомбинирован с известными подходами ортогонального многостанционного доступа, например, с ортогональным доступом с разделением по частоте (Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA).

В системах связи, начиная с систем 4-го поколения, используется технология с многими передающими и многими приемными антеннами (Multiple-Input-Multiple-Output – MIMO). При использовании технологии MIMO несколько потоков информации передаются одновременно и на одной частоте через несколько антенн базовой станции в направлении абонентской станции, которая также может иметь несколько приемных антенн. Число одновременно передаваемых потоков информации в системе MIMO ограничивается рангом системы, который равен $\min(M, N)$, где M – число радиочастотных трактов на передающей стороне, а N – число трактов на приемной стороне [19].

Существует разновидность технологии MIMO, когда базовая станция передает несколько потоков информации, предназначенных для нескольких абонентов, что означает реализацию пространственного многостанционного доступа. Такая технология называется MU-MIMO (Multi User MIMO) [19]. Для декорреляции сигналов, передаваемых разным пользователям, может использоваться прекодирование с использованием определенных диаграммообразующих матриц [3].

СВЯЗЬ

В случае, когда K абонентских терминалов, каждый из которых оснащен N приемными радиочастотными трактами, максимальный ранг системы MU-MIMO равен

$$C_{\text{rank}} = \min(M, KN). \quad (1)$$

Соответственно, если абонентские терминалы имеют только по одному приемному тракту ($N = 1$), ранг системы ограничивается величиной

$$C_{\text{rank}} = \min(M, K), \quad (2)$$

то есть количество абонентских терминалов в такой системе не может превышать число передающих трактов на базовой станции. Таким образом имеет место следующее ограничение:

$$K \leq M. \quad (3)$$

При объединении технологий MU-MIMO и PD-NOMA можно обойти ограничение (3) и обеспечить работу системы подвижной связи с числом пользователей $K > M$.

Целью данной статьи является разработка метода комбинирования технологий PD-NOMA и MU-MIMO, позволяющего сохранить преимущества обеих технологий, а также исследование помехоустойчивости такой системы.

1 Система PD-NOMA с прекодированием

В системе, показанной на рисунке 2, сигналы для разных абонентских терминалов подвергаются прекодированию на передающей стороне базовой станции, что в некоторых случаях может быть представлено как создание нескольких лепестков диаграммы направленности антенны [3, 11, 13, 14]. Передача сигналов каждому пользователю осуществляется с определенной мощностью, таким образом реализуется многостанционный доступ PD-NOMA.

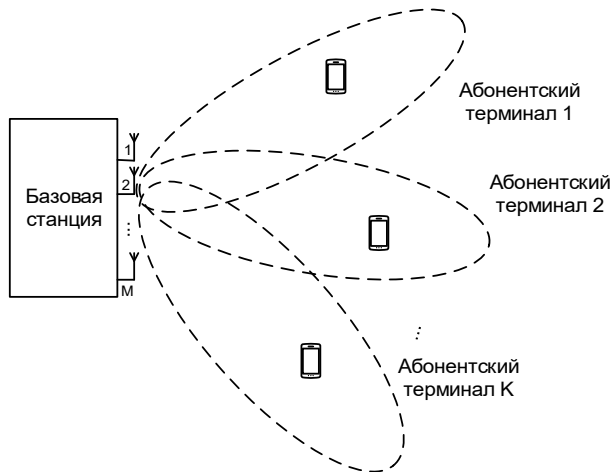


Рис. 2. Система PD-NOMA с прекодированием

Для формирования сигналов для каждого из K пользователей в базовой станции такой системы выполняется определенная последовательность процедур, показанных на рисунке 3.

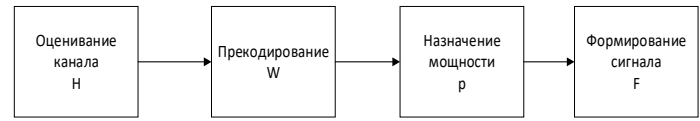


Рис. 3. Последовательность процедур обработки информации и формирования сигналов на передающей стороне

В случае PD-NOMA в приемном устройстве сигналы разных пользователей демодулируются с учетом наличия взаимных помех между ними [5]. Для демодуляции могут использоваться известные алгоритмы: алгоритм максимального правдоподобия (Maximum Likelihood – ML) [5, 17] и алгоритм последовательного исключения помех (Successive Interference Cancellation – SIC) [5, 6, 8, 9, 17].

Цель данной работы – исследовать помехоустойчивость системы PD-NOMA с использованием прекодирования по методу декорреляции (Zero Forcing – ZF) и по методу минимума среднеквадратической ошибки (Minimum Mean Square Error – MMSE) [3] при использовании на приемной стороне алгоритмов демодуляции SIC и ML.

2 Модель системы

В данном случае рассматриваем систему, где базовая станция, оснащенная M передающими трактами, передает сигналы в направлении K абонентских терминалов, а каждый терминал имеет один приемный тракт, $N = 1$. На передающей стороне в базовой станции известны характеристики канала, то есть вектора множителей канала $\mathbf{h}_k$ (размер $1 \times M$) для каждого абонентского терминала, $k = 1 \dots K$. Матрица множителей канала $\mathbf{H}$ в этой системе имеет размер $K \times M$ и равна:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Для снижения помех между сигналами абонентских терминалов осуществляем прекодирование, для этого могут использоваться методы ZF и MMSE. Для прекодирования по методу ZF сначала вычисляем матрицу $\tilde{\mathbf{W}}^{ZF}$ (размер $M \times 1$):

$$\tilde{\mathbf{W}}^{ZF} = (\mathbf{H}'\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}'. \quad (5)$$

Вычислим нормированные векторы прекодирования $\mathbf{w}_k^{ZF}$ для каждого абонентского терминала:

$$\mathbf{w}_k^{ZF} = \frac{\tilde{\mathbf{w}}_k^{ZF}}{\|\tilde{\mathbf{w}}_k^{ZF}\|}, \quad (6)$$

где $\tilde{\mathbf{w}}_k^{ZF}$ – k -й столбец матрицы $\tilde{\mathbf{W}}^{ZF}$ размером $M \times 1$.

Для всех K абонентских терминалов из векторов $\mathbf{w}_k^{ZF}$ сформируем прекодировывающую матрицу $\mathbf{W}^{ZF}$ размером $M \times K$:

$$\mathbf{W}^{ZF} = [\mathbf{w}_1^{ZF} \quad \mathbf{w}_2^{ZF} \quad \dots \quad \mathbf{w}_K^{ZF}]. \quad (7)$$

В случае прекодирования по методу MMSE сначала вычисляем матрицу $\tilde{\mathbf{W}}^{MMSE}$ (размером $M \times 1$):

$$\tilde{\mathbf{W}}^{MMSE} = (\mathbf{H}'\mathbf{H} + 2\sigma^2\mathbf{1})^{-1}\mathbf{H}', \quad (8)$$

где $2\sigma^2$ – это дисперсия аддитивного белого гауссовского шума на входе приемника абонентского терминала.

Повторяем операции нормировки (6) и (7) над векторами, входящими в матрицу $\tilde{\mathbf{W}}^{MMSE}$:

$$\mathbf{w}_k^{MMSE} = \frac{\tilde{\mathbf{w}}_k^{MMSE}}{\|\tilde{\mathbf{w}}_k^{MMSE}\|}, \quad (9)$$

где $\tilde{\mathbf{w}}_k^{MMSE}$ – k -й столбец матрицы $\tilde{\mathbf{W}}^{MMSE}$ размером $M \times 1$;

$$\mathbf{W}^{MMSE} = [\mathbf{w}_1^{MMSE} \quad \mathbf{w}_2^{MMSE} \quad \dots \quad \mathbf{w}_K^{MMSE}]. \quad (10)$$

Для описания последующей обработки будем пользоваться общим обозначением прекодирующей матрицы $\mathbf{W}$, которая при рассмотрении указанных выше методов прекодирования будет принимать значение $\mathbf{W} = \mathbf{W}^{ZF}$ или $\mathbf{W} = \mathbf{W}^{MMSE}$.

В данном случае используем статическое назначение мощности передачи сигналов для всех абонентских терминалов в зависимости от норм векторов их канальных характеристик. Для этого вычислим нормы векторов $\|\mathbf{h}_k\|$ и проведем их сортировку в порядке убывания. Множество отсортированных норм может быть представлено в виде вектора $\mathbf{o} = \text{sort}(\|\mathbf{h}_k\|)$ размером $K \times 1$. Вектор размерности $K \times 1$ номеров абонентских терминалов, соответствующих порядку элементов вектора $\mathbf{o}$, обозначим как $\mathbf{s}$.

Мощности сигналов абонентов вычисляются следующим образом:

$$P_{s(1)} = \psi P_{s(2)}, \quad P_{s(2)} = \psi P_{s(3)}, \quad P_{s(K-1)} = \psi P_{s(K)}, \quad (11)$$

где ψ – коэффициент соотношения мощностей для разных абонентов.

Для абонентских терминалов можно составить диагональную матрицу размером $K \times K$, каждый элемент на главной диагонали которой будет соответствовать мощности передачи определенного абонентского терминала:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{P_2} & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \sqrt{P_k} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & \sqrt{P_{K-1}} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \sqrt{P_K} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $P_k = P_{s(k)}$, $k=1\dots K$.

В результате прекодирования и назначения мощности для k -го пользователя формируется сигнальный вектор размером $M \times 1$:

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{w}_k \sqrt{P_k} \theta_k, \quad (13)$$

где $\mathbf{w}_k$ – k -й столбец матрицы $\mathbf{W}$ размером $M \times 1$, θ_k – символ QAM, передаваемый базовой станцией k -му пользователю.

На выходе базовой станции осуществляется мультиплексирование сигналов всех пользователей, формирует вектор размером $M \times 1$:

$$\mathbf{F} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \sqrt{P_k} \theta_k. \quad (14)$$

Модель сигнала, принимаемого k -м абонентским терминалом, имеет вид:

$$y_k = \mathbf{h}_k \sum_{n=1}^K \mathbf{w}_n \sqrt{P_n} \theta_n + \eta_k, \quad (15)$$

где y_k – сигнал, принимаемый k -м абонентским терминалом; η_k – аддитивный белый гауссовский шум на входе приемника k -го абонентского терминала с нулевым средним и дисперсией $2\sigma^2$.

Уравнение (15) можно переписать в векторно-матричном виде для k -го абонентского терминала:

$$y_k = \mathbf{h}_k \mathbf{W} \mathbf{P} \mathbf{\theta} + \eta_k, \quad (16)$$

где $\mathbf{\theta} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \dots \\ \theta_K \end{bmatrix}$ – вектор символов QAM всех K пользователей размером $K \times 1$.

3 Обработка сигнала в приемном устройстве

Задача демодуляции состоит в том, чтобы путем обработки принятого вектора y_k (16) в k -м абонентском терминале найти оценку переданного информационного символа $\hat{\theta}_k$.

При использовании алгоритма ML в приемном устройстве k -го абонентского терминала осуществляется вычисление оптимальной оценки $\hat{\theta}$ вектора информационных символов, основанное на использовании критерия максимума правдоподобия. Эта оценка находится методом полного перебора по всем комбинациям вектора $\mathbf{\theta}$:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \|y_k - \mathbf{v}_k \mathbf{\theta}\|^2, \quad (17)$$

где $\mathbf{v}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{W} \mathbf{P}$ – вектор-строка комплексных коэффициентов передачи размером $1 \times K$ для k -го абонентского терминала в эквивалентной системе связи с прекодированием и назначением мощности. Элемент $\hat{\theta}_k$ в векторе оценки $\hat{\theta}$ является оценкой символа, переданного k -му абонентскому терминалу.

Рассмотрим вычисление оценки по алгоритму SIC в k -м абонентском терминале. Сначала вычисляется корреляционная матрица ошибок оценивания размером $K \times K$ по методу MMSE [5]:

СВЯЗЬ

$$\mathbf{Q}_1 = (\mathbf{v}'_k \mathbf{v}_k + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1}. \quad (18)$$

Демодуляцию элементов вектора $\boldsymbol{\theta}$ осуществляют в порядке увеличения дисперсии ошибки оценивания по методу MMSE, то есть с учетом диагональных элементов матрицы $\mathbf{Q}_1$, образующих вектор $\mathbf{q} = \text{diag}(\mathbf{Q}_1)$. Вектор номеров абонентских терминалов размером $K \times 1$, соответствующих порядку следования элементов вектора $\mathbf{q}$, обозначим как $\mathbf{t}_1$.

На 1-й итерации определяется абонентский терминал с минимальной дисперсией ошибки:

$$c_1 = \arg \min_t ((\mathbf{q})_t), \quad (19)$$

или $c_1 = \mathbf{t}_1(1)$, где c_1 – номер компоненты вектора, сигнал которой должен быть демодулирован на 1-й итерации.

Вычисляем вектор MMSE размером $K \times 1$:

$$\mathbf{b}_1 = \mathbf{Q}_1 \mathbf{v}'_k. \quad (20)$$

Следующее выражение позволяет вычислить мягкую оценку информационного символа:

$$\hat{g}_{c_1} = (\mathbf{b}_1)_{c_1} y_k, \quad (21)$$

где $(\mathbf{b}_1)_{c_1}$ – элемент вектора $\mathbf{b}_1$, соответствующий абонентскому терминалу с номером c_1 .

Вычисляем жесткую оценку информационного символа:

$$\hat{\theta}_{c_1} = Z(\hat{g}_{c_1}), \quad (22)$$

где функция округления $Z(\dots)$ определяется используемым методом модуляции.

Вычисление исправленного значения принятого сигнала для 2-й итерации осуществляется следующим образом:

$$y_2^{[cor]} = y_k - v_{k(c_1)} \hat{\theta}_{c_1}, \quad (23)$$

где $v_{k(c_1)}$ – элемент вектора $\mathbf{v}_k$, соответствующий абонентскому терминалу с номером c_1 .

Из вектора $\mathbf{t}_1$ удаляем элемент, соответствующий абонентскому терминалу с номером c_1 :

$$\mathbf{t}_2 = \mathbf{t}_1[c_1], \quad (24)$$

где вектор $\mathbf{t}_2$ имеет размер $(K-1) \times 1$.

Из корреляционной матрицы $\mathbf{Q}_1$ (18) удаляем строку и столбец, соответствующие абонентскому терминалу с номером c_1 :

$$\mathbf{Q}_2 = \mathbf{Q}_1[c_1], \quad (25)$$

где матрица $\mathbf{Q}_2$ имеет размер $(K-1) \times (K-1)$.

Обобщим операции для последующих итераций, $a=2..K$.

Номер абонентского терминала, для которого осуществляется демодуляция на a -й итерации:

$$c_a = \mathbf{t}_a(1). \quad (26)$$

Вычисляем по аналогии с (20) вектор MMSE размерности $(K-a+1) \times 1$:

$$\mathbf{b}_a = \mathbf{Q}_a (\mathbf{v}_{k[c_a]})', \quad (27)$$

где $\mathbf{v}_{k[c_a]}$ – вектор $\mathbf{v}_k$ размерности $(K-a+1) \times 1$, из которого исключены элементы $c_1, c_2, \dots, c_a$, соответствующие полученным на предыдущих итерациях оценкам компонент вектора информационных символов.

Для вычисления мягкой оценки c_a -й компоненты сигнала используется c_a -й элемент вектора $\mathbf{b}_a$:

$$\hat{g}_{c_a} = (\mathbf{b}_a)_{c_a} y_a^{[cor]}, \quad (28)$$

где $y_a^{[cor]}$ – скорректированный на a -й итерации принятый сигнал, вычисляемый по аналогии с выражением (23).

Вычисляем жесткую оценку символа QAM:

$$\hat{\theta}_{c_a} = Z(\hat{g}_{c_a}). \quad (29)$$

Вычисляем скорректированное значение принятого сигнала:

$$y_{a+1}^{[cor]} = y_a^{[cor]} - v_{k(c_a)} \hat{\theta}_{c_a} \quad (30)$$

где $v_{k(c_a)}$ – c_a -й элемент вектора $\mathbf{v}_k$.

Для последующей итерации из корреляционной матрицы $\mathbf{Q}_a$ удаляем строку и столбец, соответствующие абонентскому терминалу с номером c_a :

$$\mathbf{Q}_{a+1} = \mathbf{Q}_a[c_a], \quad (31)$$

где матрица $\mathbf{Q}_{a+1}$ имеет размер $(K-a) \times (K-a)$.

Из вектора $\mathbf{t}_a$ удаляем элемент, соответствующий абонентскому терминалу с номером c_a :

$$\mathbf{t}_{a+1} = \mathbf{t}_a[c_a], \quad (32)$$

где вектор $\mathbf{t}_{a+1}$ имеет размер $(K-a) \times 1$.

Операции (26)–(32) повторяют до тех пор, пока не будет получена оценка символа k -го абонентского терминала $\hat{\theta}_k$.

4 Анализ помехоустойчивости системы

Анализ характеристик помехоустойчивости системы PD-NOMA был проведен с помощью статистического моделирования. В системе имеется три абонентских терминала, каждый из которых имеет одну приемную антенну ($N=1$), и базовая станция с двумя передающими антеннами ($M=2$). Моделирование проводилось при следующих условиях:

- модуляция QPSK;
- пространственно некоррелированные релеевские замирения;
- гауссовский шум в канале связи;
- соотношение мощностей передачи сигналов для абонентских терминалов $\psi=12$. Мощности 1-го, 2-го и 3-го абонентских терминалов связаны соотношениями $P_1=12P_2=144P_3$.

Были получены зависимости коэффициента ошибок на бит (Bit Error Rate – BER) от отношения сигнал/шум на символ (Signal-to-Noise Ratio – SNR), которые показаны на рисунках 4-6 для следующих вариантов обработки сигналов в системе:

1. Прекодирование по методу ZF на передающей стороне и демодуляция с использованием алгоритма ML на приемной стороне (обозначается на графиках как «ML & ZFprecoding»),

2. Прекодирование по методу MMSE на передающей стороне и демодуляция с использованием алгоритма ML на приемной стороне (обозначается на графиках как «ML & MMSEprecoding»),

3. Прекодирование по методу ZF на передающей стороне и демодуляция с использованием алгоритма SIC на приемной стороне (обозначается на графиках как «SIC & ZFprecoding»),

4. Прекодирование по методу MMSE на передающей стороне и демодуляция с использованием алгоритма SIC на приемной стороне (обозначается на графиках как «SIC & MMSEprecoding»).

На рисунке 4 показаны кривые помехоустойчивости приёма 1-го абонентского терминала, работающего с наибольшей мощностью P_1 , среди трех терминалов. На рисунке 5 показаны кривые помехоустойчивости приёма второго абонентского терминала с мощностью $P_2 = P_1/12$. На рисунке 6 показаны кривые помехоустойчивости приёма 3-го абонентского терминала, работающего с наименьшей мощностью $P_3 = P_2/12 = P_1/144$, среди трех терминалов.

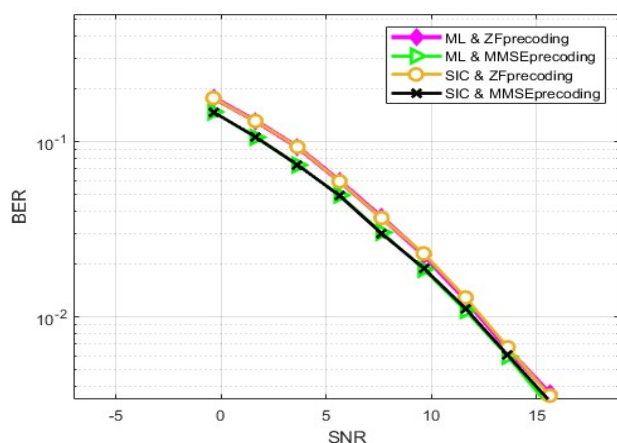


Рис. 4. Кривые помехоустойчивости для 1-го абонентского терминала

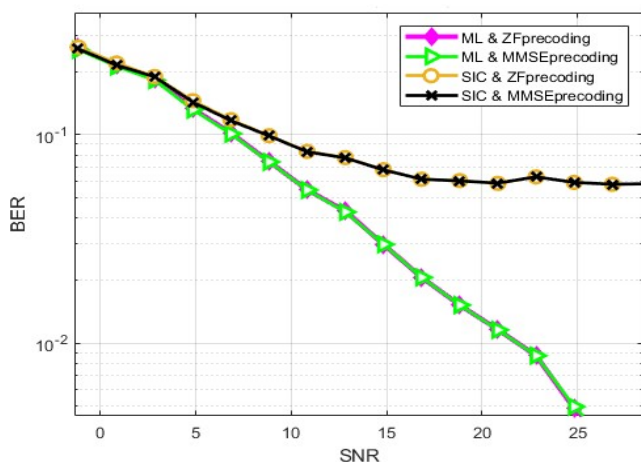


Рис. 5. Кривые помехоустойчивости для 2-го абонентского терминала

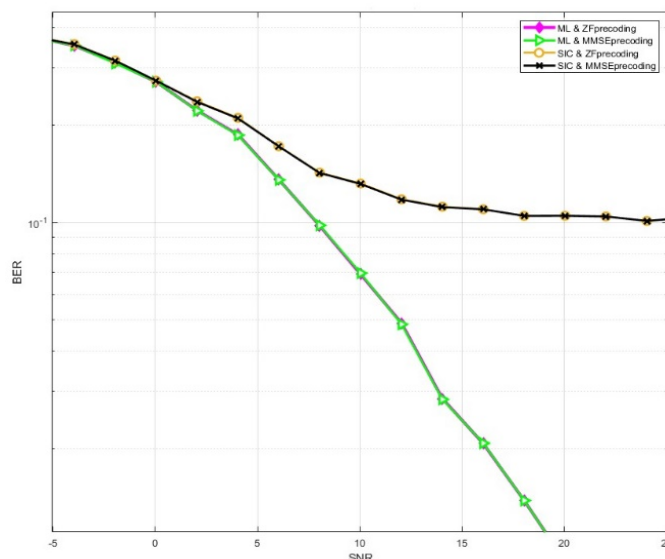


Рис. 6. Кривые помехоустойчивости для 3-го абонентского терминала

Из рисунков 4-6 видно, что:

– Для 1-го абонентского терминала, работающего с наибольшей мощностью P_1 , коэффициент ошибок $BER = 10^{-1}$ достигается при $SNR = 2$ дБ при прекодировании по методу MMSE при обработке в приемнике с использованием алгоритмов SIC и ML. При прекодировании по методу ZF также для обоих алгоритмов демодуляции SIC и ML уровень $BER = 10^{-1}$ достигается при $SNR = 3,5$ дБ. Выигрыш от прекодирования по методу MMSE составляет 1,5 дБ.

– Для 2-го абонентского терминала, работающего с мощностью $P_2 = P_1/12$, вероятность ошибок $BER = 10^{-1}$ достигается при $SNR = 7$ дБ при демодуляции с использованием алгоритма ML и при $SNR = 9$ дБ при использовании алгоритма SIC. Выигрыш алгоритма ML составляет 2 дБ относительно алгоритма SIC. Для обоих вариантов прекодирования характеристики совпадают, то есть отсутствует выигрыш от использования прекодирования по методу MMSE.

– Для 3-го абонентского терминала, работающего с минимальной мощностью $P_3 = P_2/12 = P_1/144$, вероятность ошибок $BER = 10^{-1}$ достигается при $SNR = 8$ дБ при демодуляции с использованием алгоритма ML и при $SNR = 22$ дБ при использовании алгоритма SIC. Таким образом, выигрыш алгоритма ML по сравнению с алгоритмом SIC составляет уже 14 дБ. Для обоих вариантов прекодирования характеристики совпадают, то есть выигрыш от использования прекодирования по методу MMSE отсутствует.

Следует отметить, что вычислительная сложность алгоритма ML зависит от порядка модуляции QAM R и числа абонентских терминалов $K - O(L^{RK})$, а алгоритм SIC имеет вычислительную сложность $O((RK)^3)$ [15].

Заключение

В рассмотренной системе PD-NOMA с 2 передающими антеннами на базовой станции обеспечивается приемлемое качество одновременной передачи сигналов 3 абонентским

СВЯЗЬ

терминалам – вероятность ошибки после демодуляции составила $BER = 10^{-1}$, что является приемлемым для последующей обработки в декодере с исправлением ошибок [20]. Система PD-NOMA в сочетании с технологией MU-MIMO позволяет обслуживать одновременно большее количество пользователей ($K = 3$), чем ранг системы ($C_{rank} = 2$) в соответствии с выражением (2), в отличие от системы MU-MIMO, в которой число пользователей составляет $K \leq M$ в соответствии с условием (3).

Таким образом, предлагаемый вариант совмещения технологий MIMO и PD-NOMA позволяет увеличить число одновременно обслуживаемых абонентов с 2 до 3, т.е. в 1.5 раза.

Следует также отметить, что для абонентских терминалов, имеющих низкий уровень мощности, актуальной задачей является разработка алгоритмов демодуляции, имеющих помехоустойчивость, близкую к помехоустойчивости алгоритма ML, но с вычислительной сложностью, близкой к вычислительной сложности алгоритма SIC, а также разработка эффективных методов прекодирования.

Литература

1. Vaezi M., Ding Z., Poor H. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond, N.Y.: Springer, 2019.
2. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Классификация основных разновидностей NOMA // *Электросвязь*, 2022. № 7. С. 7-15.
3. Zhu Z. et al. Hybrid Precoding-Based Millimeter Wave Massive MIMO-NOMA Systems. Switzerland, Basel, MDPI, Symmetry, 2022, Vol 14, Issue 2, 412. <https://doi.org/10.3390/sym14020412>.
4. Dai L. et al. Hybrid Precoding-Based Millimeter-Wave Massive MIMO-NOMA With Simultaneous Wireless Information and Power Transfer // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. 37. No. 1, pp. 131-141, Jan. 2019.
5. Liu Y., Qin Z., Ding Z. Non-Orthogonal Multiple Access for Massive Connectivity. N.Y.: Springer, 2020.
6. Luo F., Zhang J. Signal processing for 5G. Algorithms and implementations. John Wiley & Sons, Ltd, 2016.
7. Cui T. et al. Uplink Cell-Free Massive MIMO-NOMA Systems Based on Group-Level Successive Interference Cancellation // *Eurasip Journal on advances in signal processing*, 2022, January. <https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-1257395/v1>.
8. Krishnamoorthy A. et al. Uplink and Downlink MIMO-NOMA With Simultaneous Triangularization // *IEEE Transactions on Wireless*

Communications, 2021, vol. 20, no. 6, pp. 3381-3396. <https://doi.org/10.1109/twc.2021.3049594>.

9. Ding Z. et al. The application of MIMO to nonorthogonal multiple access // *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, vol. 15, no. 1, pp. 537-552. <https://doi.org/10.1109/twc.2015.2475746>.

10. Luo Q. et al. An Error Rate Comparison of Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access and Sparse Code Multiple Access // *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, vol. 2, pp. 500-511, <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3064504>.

11. Liu Y. et al. Evolution of NOMA Toward Next Generation Multiple Access (NGMA) for 6G // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, vol. 40, no. 4, pp. 1037-1071, <https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3145234>.

12. Кренгель Е., Иванов П. Обзор методов неортогонального множественного доступа (NOMA) // *Беспроводные технологии*, 2021. № 2. С. 31-35.

13. Kim B., Kang J.-M. User Grouping, Precoding Design, and Power Allocation for MIMO-NOMA Systems. Switzerland, Basel, MDPI, Mathematics, 2023, 11, 995. <https://doi.org/10.3390/math11040995>.

14. Wang J., Wang Y., Yu J. Joint Beam-Forming, User Clustering and Power Allocation for MIMO-NOMA Systems. Switzerland, Basel, MDPI, Sensors, 2022, 22, 1129. <https://doi.org/10.3390/s22031129>.

15. Semira H., Kara F. Error Performance of Uplink SISO-NOMA with Joint Maximum-Likelihood and Adaptive M-PSK // *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*, Bucharest, Romania, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/BlackSeaCom52164.2021.9527867.

16. Охрименко А.А., Крюков Я.В., Покаместов Д.А. Исследование влияния погрешности оценки канала передачи на расчет мощности при уплотнении пользовательских каналов методом PD-NOMA // *Труды XV международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления»*, Томск: ТГУ, 2019, с. 28 - 30. <https://storage.tusur.ru/files/131948/essu-19-part-1.pdf>.

17. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Метод демодуляции сигналов в системе PD-NOMA с применением нелинейного алгоритма с последовательным исключением демодулированных компонент // *Радиотехника и электроника*, 2023. Т. 68, № 7. С. 669-675.

18. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Нелинейный алгоритм демодуляции сигналов в системе NOMA в случае пространственного мультиплексирования // *Электросвязь*, 2023. № 5. С. 33-39.

19. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия-Телеком, 2014, 244 с.

20. Elfatih A. et al. Performance Analysis of Bit Error Rate in LTE Network // *International Journal of Engineering, Applied and Management Sciences Paradigms*, 2016, Vol. 38, Issue 01, pp. 53-60. <https://www.researchgate.net/publication/317089904>.

PROCESSING AND PRECODING IN PD-NOMA SYSTEM

Vitaly B. Kreyndelin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, vltkrend@gmail.com
Lidia A. Varukina, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, varukina@rambler.ru

Abstract

In mobile radio communication systems, access techniques utilizing orthogonal separation of available communication channel resources are now widely used. A capacity of such networks depends on a size of an orthogonal resource ensemble of the carrier. To increase a capacity and a number of users simultaneously accessed the networks a perspective technology of non-orthogonal multiple access might be implemented, the technology enables multiple users connected to the same orthogonal time-frequency channel unit. This technology eliminates a restriction on a number of simultaneously multiplexed user signals which arises from the size of an orthogonal resource ensemble. The paper focuses on the mobile system utilizing a new multiple access technology which is non-orthogonal multiple access. The system under study at the transmitting end of the base station employs precoding, which is based on Zero Forcing and Minimum Mean Square Error methods, it enables decorrelation of users to improve system performance. Well known demodulation algorithms are applied at the user receivers, which are Successive Interference Cancellation and Maximum Likelihood. Non-Orthogonal Multiple Access system using with the processing options above provides a gain in terms of users over traditional Orthogonal Multiple Access system.

Keywords: NOMA, PD-NOMA, precoding, SIC, ML, mobile communications.

References

1. M. Vaezi, Z. Ding, H. Poor. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond, N.Y.: Springer, 2019.
2. Bakulin M.G., Ben Regeb T.B.K., Kreyndelin V.B., Pankratov D.U., Smirnov A.E. Classification of main NOMA techniques. *Journal of electrical communications*, 2022, Issue 7, pp. 7-15. (In Russian).
3. Z. Zhu et al., "Hybrid Precoding-Based Millimeter Wave Massive MIMO-NOMA Systems," Switzerland, Basel, MDPI, *Symmetry*, 2022, Vol 14, Issue 2, 412. <https://doi.org/10.3390/sym14020412>.
4. L. Dai et al., "Hybrid Precoding-Based Millimeter-Wave Massive MIMO-NOMA With Simultaneous Wireless Information and Power Transfer," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 37, no. 1, pp. 131-141, Jan. 2019.
5. Y. Liu, Z. Qin, Z. Ding. Non-Orthogonal Multiple Access for Massive Connectivity. N.Y.: Springer, 2020.
6. F. Luo, J. Zhang. Signal processing for 5G. Algorithms and implementations. John Wiley & Sons, Ltd, 2016.
7. T. Cui et al., "Uplink Cell-Free Massive MIMO-NOMA Systems Based on Group-Level Successive Interference Cancellation," *Eurasip Journal on advances in signal processing*, 2022, January. <https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-1257395/v1>.
8. A. Krishnamoorthy et al., "Uplink and Downlink MIMO-NOMA With Simultaneous Triangularization," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, vol. 20, no. 6, pp. 3381-3396. <https://doi.org/10.1109/twc.2021.3049594>.
9. Z. Ding et al., "The application of MIMO to nonorthogonal multiple access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, vol. 15, no. 1, pp. 537-552. <https://doi.org/10.1109/twc.2015.2475746>.
10. Q. Luo et al., "An Error Rate Comparison of Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access and Sparse Code Multiple Access," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2021, vol. 2, pp. 500-511, <https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3064504>.
11. Y. Liu et al., "Evolution of NOMA Toward Next Generation Multiple Access (NGMA) for 6G," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, vol. 40, no. 4, pp. 1037-1071, <https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3145234>.
12. Krengel E., Ivanov P., Overview of non-orthogonal multiple access (NOMA) methods. *Wireless technology*, 2021, no. 2, pp. 31-35. (in Russian)
13. B. Kim, J.-M. Kang, "User Grouping, Precoding Design, and Power Allocation for MIMO-NOMA Systems," Switzerland, Basel, MDPI, *Mathematics*, 2023, 11, 995. <https://doi.org/10.3390/math11040995>.
14. J. Wang, Y. Wang, J. Yu, Joint Beam-Forming, User Clustering and Power Allocation for MIMO-NOMA Systems," Switzerland, Basel, MDPI, *Sensors*, 2022, 22, 1129. <https://doi.org/10.3390/s22031129>.
15. Semira H., Kara F., "Error Performance of Uplink SIMO-NOMA with Joint Maximum-Likelihood and Adaptive M-PSK," *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*, Bucharest, Romania, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/BlackSeaCom52164.2021.9527867.
16. Okhrimenko A.A., Kryukov Ya. V., and Pokamestov D. A., "Channel estimation error problems in power calculation in case of PD-NOMA. *Proc. XV Int. Sci.-Pract. Conf. "Electronic Means and Control Systems"*, TGU, Tomsk, Nov. 20-22, 2019, p.p. 28 - 30. <https://storage.tusur.ru/files/131948/essu-19-part-1.pdf>.
17. Kreyndelin V.B., Varukina L.A., "Signal Demodulation Method in the PD-NOMA System Using a Nonlinear Algorithm with Successive Cancellation of Demodulated Components," *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2023, vol. 68, Issue 7, pp. 669-675.
18. Kreyndelin V.B., Varukina L.A., "Non-linear demodulation algorithm for the system based on NOMA spatial multiplexing," *Journal of electrical communications*, 2023, Issue 5, pp. 33-39.
19. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreyndelin V.B. Technology of MIMO: principles and algorithms. Moscow. Hot Line – Telecom, 2014, 244 p. (in Russian)
20. A. Elfatih et al., "Performance Analysis of Bit Error Rate in LTE Network," *International Journal of Engineering, Applied and Management Sciences Paradigms*, 2016, Vol. 38, Issue 01, pp. 53-60. <https://www.researchgate.net/publication/317089904>.

Information about authors:

Vitaly B. Kreyndelin, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), Doctor of technical sciences, Professor, Moscow, Russia
Lidia A. Varukina, Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI), PhD., applicant, Moscow, Russia