

**МЕТОД ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ PD-NOMA
С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЛИНЕЙНОГО АЛГОРИТМА
С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ИСКЛЮЧЕНИЕМ
ДЕМОДУЛИРОВАННЫХ КОМПОНЕНТ**

© 2023 г. В. Б. Крейнделин^а, *, Л. А. Варукина^а

^а *Московский технический университет связи и информатики,
ул. Авиамоторная, 8а, Москва, 111024 Российская Федерация*

**E-mail: vitkrend@gmail.com*

Поступила в редакцию 28.07.2022 г.

После доработки 15.08.2022 г.

Принята к публикации 13.09.2022 г.

Предложен метод демодуляции сигналов в системе с неортогональным многостанционным доступом с разделением по мощности, реализующий принцип последовательного исключения демодулированных компонент с учетом дисперсии ошибки оценивания и с применением нелинейной функции. Приведены результаты моделирования предложенного метода в системе сотовой связи: использование предложенного метода позволяет получить выигрыш 1...3.5 дБ по сравнению с известными алгоритмами в зависимости от соотношения мощностей передачи сигналов трех абонентских терминалов.

DOI: 10.31857/S0033849423070069, EDN: WPFVW

ВВЕДЕНИЕ

В существующих системах подвижной связи для организации доступа множества пользователей к одной частотной несущей используются следующие ортогональные методы разделения каналов:

– система 2G – частотное и временное разделение (Time Division Multiple Access, TDMA, Frequency Division Multiple Access, FDMA);

– система 3G – кодовое разделение (Code Division Multiple Access, CDMA);

– системы 4G и 5G – ортогональное частотное мультиплексирование (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA).

Емкость таких систем ограничивается базой ортогонального разделения каналов – числом ортогональных ресурсов, поддерживаемых на одной несущей, и уровнем помех между ресурсами при нарушении их свойства ортогональности вследствие многолучевого распространения сигналов.

В рамках исследований и разработки систем 4G и 5G рассматривались также варианты неортогонального разделения каналов [1] (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA). В отличие от ортогональных методов, в основе методов NOMA используется концепция контролируемого уровня помех между неортогональными ресурсами одной несущей [2], что устраняет одно из ограничений по количеству мультиплексируемых сигна-

лов разных пользователей – нет ограничения по базе ортогональных ресурсов. Такой подход потенциально позволяет повысить спектральную эффективность систем связи [2].

Методы NOMA можно разделить на две категории – неортогональное разделение ресурсов по мощности (Power Domain NOMA, PD-NOMA) и неортогональное кодовое разделение ресурсов (Code Division NOMA, CD-NOMA) [2].

В методе CD-NOMA реализуется разделение каналов с помощью квазиортогональных расширяющих кодовых последовательностей (есть аналогия с CDMA). Метод PD-NOMA реализует уплотнение сигналов разных пользователей с разной мощностью в одном частотно-временном ресурсе. В этом случае сигнал каждого пользователя является помехой для сигналов других пользователей, но в приемном устройстве сигналы разных пользователей можно демодулировать даже при наличии взаимной интерференции, например, с помощью алгоритма последовательного исключения помех (Successive Interference Cancellation, SIC) [3–6].

Технология NOMA пока не реализована в системах подвижной связи во многом из-за того, что отсутствуют эффективные алгоритмы демодуляции. Алгоритм SIC не всегда обеспечивает

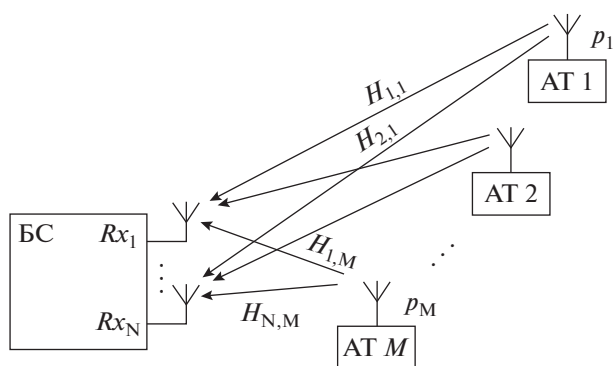


Рис. 1. Система PD-NOMA: АТ – абонентский терминал, БС – базовая станция, Rx – приемный тракт.

требуемую помехоустойчивость системы связи при использовании NOMA.

В данной статье предлагается модифицированный алгоритм SIC, более эффективный чем исходный алгоритм.

1. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ МНОГО-СТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ С РАЗДЕЛЕНИЕМ ПО МОЩНОСТИ

Пример системы PD-NOMA показан на рис. 1. В данном случае рассматривается линия “вверх” в системе сотовой связи, где, как показано на рис. 1, сигналы M абонентских терминалов АТ передаются на базовую станцию БС. Сигнал, передаваемый абонентским терминалом m -го пользователя, описывается выражением

$$x_m = \sqrt{p_m} \theta_m; \quad m = 1, 2, \dots, M,$$

где x_m – передаваемый сигнал m -го пользователя, $m = 1, \dots, M$; p_m – мощность сигнала m -го пользователя; θ_m – комплексный информационный символ, передаваемый m -м пользователем.

Переданные сигналы после воздействия в радиоканале рэлеевских замираний и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) поступают в N приемных трактов Rx. Модель сигнала, принимаемого базовой станцией, можно описать следующим образом:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{P}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\eta}, \quad (1)$$

где \mathbf{Y} – вектор отсчетов комплексных огибающих на входе демодулятора размером $N \times 1$; \mathbf{H} – матрица комплексных коэффициентов передачи канала связи размером $N \times M$; \mathbf{P} – диагональная матрица размером $M \times M$, содержащая на главной диагонали элементы $\sqrt{p_m}$; $\boldsymbol{\theta}$ – вектор переданных информационных символов размером $M \times 1$, каждая компонента которого есть ком-

плексное число, принадлежащее множеству $\boldsymbol{\theta} = \{\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(K)}\}$, K – кратность модуляции; $\boldsymbol{\eta}$ – комплексный гауссовский случайный вектор размером $N \times 1$ с нулевым средним и корреляционной матрицей $\mathbf{V}_\eta = 2\sigma^2 \mathbf{1}$ размером $N \times N$.

Предполагая, что в приемнике базовой станции известна матрица коэффициентов передачи каналов между абонентскими терминалами и базовой станцией \mathbf{H} , а также известны мощности передачи сигналов всех пользователей p_1, p_2, \dots, p_M , уравнение (1) можно переписать в виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\eta}, \quad (2)$$

где $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{P}$ – матрица размером $N \times M$.

2. ИЗВЕСТНЫЕ МЕТОДЫ ДЕМОДУЛЯЦИИ

Задача демодуляции состоит в том, чтобы путем обработки принятого вектора \mathbf{Y} в модели (2) найти оценку $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ вектора информационных символов $\boldsymbol{\theta}$. Для вычисления оценки $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ может использоваться алгоритм максимального правдоподобия (Maximum Likelihood, ML) [2, 7–9]. Оценка вектора информационных символов, оптимальная по критерию максимума правдоподобия, находится с помощью перебора всех возможных комбинаций вектора $\boldsymbol{\theta}$, количество которых определяется порядком K квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation, QAM):

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{G}\boldsymbol{\theta}\|^2.$$

Вычислительная сложность этого метода экспоненциально растет по мере увеличения количества передающих антенн M и пропорциональна величине K^M .

Другим известным методом демодуляции является алгоритм SIC [2, 6, 10–14]. В этом случае для демодуляции в приемном устройстве сначала вычисляется корреляционная матрица ошибок оценивания по методу минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) [15, 16]:

$$\mathbf{V} = 2\sigma^2 (\mathbf{G}'\mathbf{G} + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1}. \quad (3)$$

Элементы $v_{i,i}$ главной диагонали матрицы \mathbf{V} являются дисперсиями ошибок оценивания символов пользователей, $i = 1, 2, \dots, M$, по методу МСКО.

Демодуляция сигналов пользователей осуществляется в порядке возрастания элементов $v_{i,i}$. В рассматриваемых ниже процедурах демодуляции предполагается, что имеет место такое упорядочение абонентов, чтобы выполнялось условие $v_{1,1} < v_{2,2} < \dots < v_{M,M}$. Рассмотрим работу алгоритма SIC по шагам.

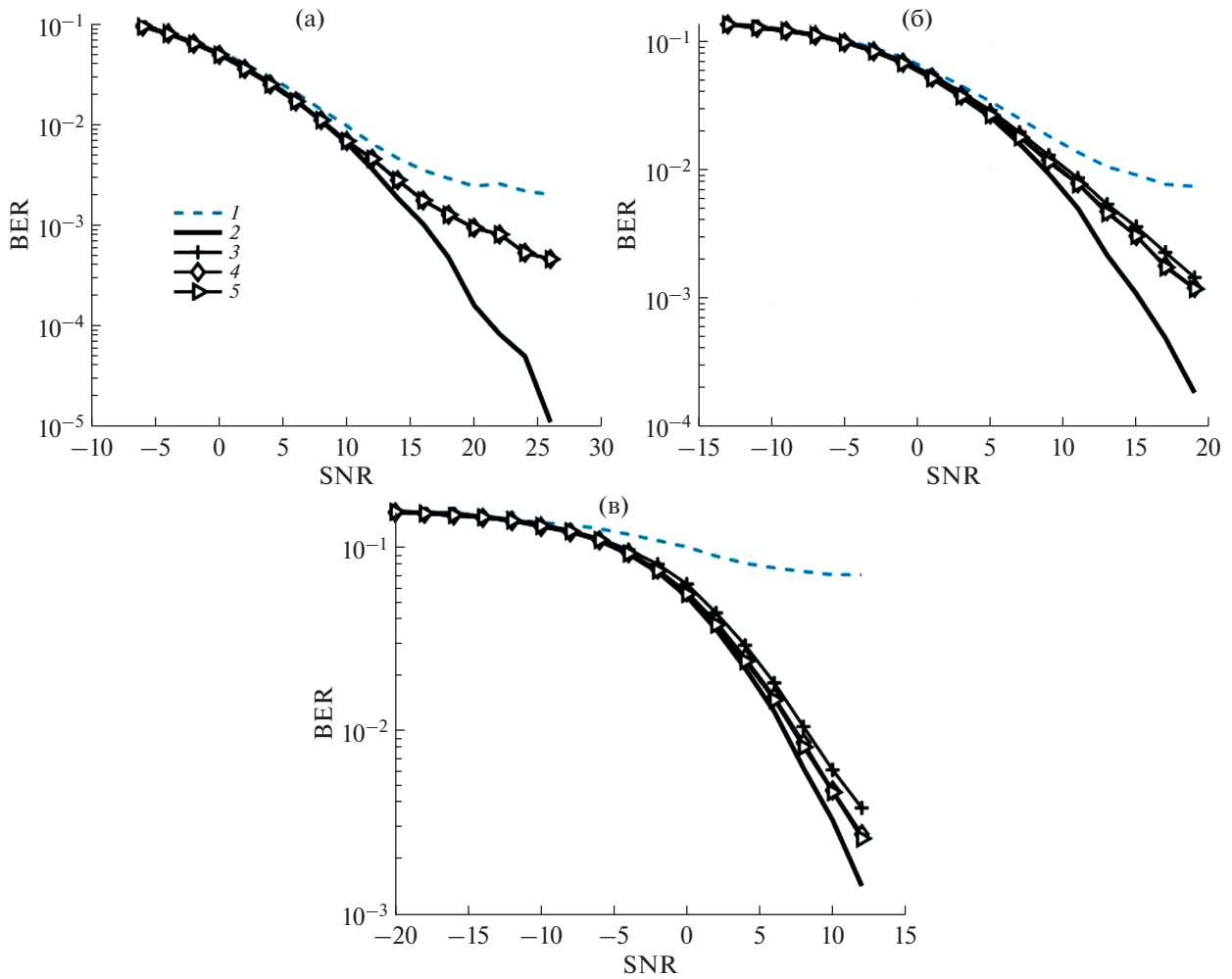


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум для АТ 1 (а), АТ 2 (б) и АТ 3 (в): 1 – SIC, 2 – ML, 3 – Non-linear Alg $\alpha = 1$, 4 – Non-linear Alg $\alpha = 0.5$, 5 – Non-linear Alg $\alpha = 0.1$.

Шаг 1. Вычисление оценки информационного символа θ_1 для пользователя 1.

Мягкая оценка символа первого пользователя вычисляется следующим образом:

$$\hat{\vartheta}_1 = (\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1' + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{G}_1' \mathbf{Y}, \quad (4)$$

где \mathbf{G}_1 – первый столбец матрицы \mathbf{G} .

Далее вычисляем жесткую оценку первого символа как ближайшую точку созвездия QAM:

$$\hat{\theta}_1 = Q(\hat{\vartheta}_1), \quad (5)$$

где функция округления $Q(\dots)$ зависит от метода модуляции.

Шаг m , $m = 2, \dots, M$. Вычисление оценки информационного символа для пользователя m .

Из принятого сигнала вычитаем реплику сигнала, соответствующего демодулированному на предыдущем шаге символу:

$$\mathbf{Y}_m^{(\text{кор})} = \mathbf{Y}_{m-1}^{(\text{кор})} - \mathbf{G}_{m-1} \hat{\theta}_{m-1}, \quad (6)$$

где \mathbf{G}_{m-1} – столбец с номером $m-1$ матрицы \mathbf{G} , $\mathbf{Y}_{m-1}^{(\text{кор})}$ – вектор принятого сигнала, скорректированный на шаге $m-1$. Следует отметить, что при демодуляции сигнала первого пользователя имеем $\mathbf{Y}_1^{(\text{кор})} = \mathbf{Y}$.

Вычисляем мягкую оценку символа m -го пользователя:

$$\hat{\vartheta}_m = (\mathbf{G}_m \mathbf{G}_m' + 2\sigma^2 \mathbf{1})^{-1} \mathbf{G}_m' \mathbf{Y}_m^{(\text{кор})}, \quad (7)$$

где \mathbf{G}_m – это m -й столбец матрицы \mathbf{G} .

Далее вычисляем жесткую оценку m -го символа, как ближайшую точку созвездия QAM:

$$\hat{\theta}_m = \mathcal{Q}(\hat{\vartheta}_m). \quad (8)$$

Метод SIC имеет существенный недостаток, который заключается в эффекте “размножения ошибок”: ошибка демодуляции одной из компонент приводит к ошибкам при демодуляции на всех последующих итерациях. Частично этот эффект уменьшается, но полностью не устраняется сортировкой пользователей. Кроме того, в этом алгоритме не учитывается точность оценивания символов на предыдущих итерациях, используются жесткие оценки символов, что не позволяет достичь высоких характеристик помехоустойчивости демодуляции.

3. ПРЕДЛАГАЕМЫЙ МЕТОД ДЕМОДУЛЯЦИИ

Устранить недостатки описанного алгоритма SIC предлагается путем его модификации – применения нелинейной функции для вычисления мягких оценок и учета дисперсии ошибок оценивания на каждом шаге.

Шаг 1. Демодуляция сигнала 1-го пользователя.

При демодуляции сигнала 1-го пользователя рассматриваем сумму сигналов остальных пользователей как случайную помеху, которую можно аппроксимировать гауссовской случайной величиной. В этом случае уравнение наблюдения (2) можно записать в виде:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}\boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{G}_1\boldsymbol{\theta}_1 + \boldsymbol{\xi}_1, \quad (9)$$

где \mathbf{G}_1 – это первый столбец матрицы \mathbf{G} , $\boldsymbol{\xi}_1$ – суммарный вектор помех от сигналов других пользователей и АБГШ размерности $N \times 1$, т.е.

$$\boldsymbol{\xi}_1 = \mathbf{G}_2\boldsymbol{\theta}_2 + \mathbf{G}_3\boldsymbol{\theta}_3 + \dots + \mathbf{G}_M\boldsymbol{\theta}_M + \boldsymbol{\eta},$$

где \mathbf{G}_i – это i -й столбец матрицы \mathbf{G} .

Корреляционная матрица вектора $\boldsymbol{\xi}_1$ (размером $N \times N$) равна

$$\mathbf{U}^{(1)} = \mathbf{G}_{-1} \mathbf{G}_{-1}' + 2\sigma^2 \mathbf{1}, \quad (10)$$

где \mathbf{G}_{-1} – это матрица \mathbf{G} после вычеркивания первого столбца.

Вычисляем оценку информационного символа первого пользователя по методу МСКО:

$$\hat{\lambda}_1 = \left(\mathbf{G}_1' (\mathbf{U}^{(1)})^{-1} \mathbf{G}_1 + 1 \right)^{-1} \mathbf{G}_1' (\mathbf{U}^{(1)})^{-1} \mathbf{Y}. \quad (11)$$

Дисперсия ошибки оценивания составит

$$\omega_1 = \left(\mathbf{G}_1' (\mathbf{U}^{(1)})^{-1} \mathbf{G}_1 + 1 \right)^{-1}. \quad (12)$$

Преобразуем оценку (11) с использованием следующей нелинейной функции $f(\cdot)$ [16]:

$$\hat{\theta}_1 = f(\hat{\lambda}_1) = \frac{\sum_{k=1}^K \theta(k) \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} |\hat{\lambda}_1 - \theta(k)|^2\right\}}{\sum_{k=1}^K \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} |\hat{\lambda}_1 - \theta(k)|^2\right\}}, \quad (13)$$

где K – порядок модуляции переданных символов, множество значений которых $\{\theta(1), \theta(3), \dots, \theta(k), \dots, \theta(K)\}$.

В случае четырехпозиционной фазовой модуляции (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), $K = 4$, $\theta(k) = \pm \frac{1}{\sqrt{2}} \pm j \frac{1}{\sqrt{2}}$, $k = 1; 2; 3; 4$, выражение (13) имеет следующий вид [16]:

$$\hat{\theta}_1 = f(\hat{\lambda}_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{th}\left(\frac{\text{Re}(\hat{\lambda}_1)}{\sqrt{2}\sigma^2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \text{th}\left(\frac{\text{Im}(\hat{\lambda}_1)}{\sqrt{2}\sigma^2}\right). \quad (14)$$

В формуле (14) вместо дисперсии АБГШ σ^2 будем использовать дисперсию ошибки оценивания (12) и параметр α (для различных значений которого будут исследованы характеристики предлагаемого алгоритма) [17]:

$$\hat{\theta}_1 = f(\hat{\lambda}_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{th}\left(\frac{\text{Re}(\hat{\lambda}_1)}{\sqrt{2}\alpha\omega_1}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \text{th}\left(\frac{\text{Im}(\hat{\lambda}_1)}{\sqrt{2}\alpha\omega_1}\right). \quad (15)$$

Дисперсия ошибки оценивания $\hat{\theta}_1$ [16–18]:

$$\gamma_1 = 1 - |\hat{\theta}_1|^2. \quad (16)$$

Шаг 2. Демодуляция сигнала 2-го пользователя.

При демодуляции сигнала 2-го пользователя из принятого сигнала вычитаем реплику сигнала 1-го пользователя:

$$\mathbf{Y}_2^{(\text{коп})} = \mathbf{Y} - \mathbf{G}_1 \hat{\theta}_1. \quad (17)$$

Уравнение наблюдения принимает вид

$$\mathbf{Y}_2^{(\text{коп})} = \mathbf{G}_2 \boldsymbol{\theta}_2 + \boldsymbol{\xi}_2, \quad (18)$$

где $\boldsymbol{\xi}_2$ – вектор помех от недемультированных сигналов других пользователей, АБГШ, а также учитывающий ошибку оценивания символа 1-го пользователя, т.е.

$$\boldsymbol{\xi}_2 = \mathbf{G}_3 \boldsymbol{\theta}_3 + \mathbf{G}_4 \boldsymbol{\theta}_4 + \dots + \mathbf{G}_M \boldsymbol{\theta}_M + \boldsymbol{\eta} + \mathbf{G}_1 (\boldsymbol{\theta}_1 - \hat{\theta}_1). \quad (19)$$

Корреляционная матрица вектора $\boldsymbol{\xi}_1$, размер которой $N \times N$, имеет вид

$$\mathbf{U}^{(2)} = \mathbf{G}_{-1[...2]} \mathbf{G}_{-1[...2]}' + 2\sigma^2 \mathbf{1} + \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1' \gamma_1, \quad (20)$$

где $\mathbf{G}_{-[1...2]}$ – это матрица \mathbf{G} после вычеркивания 1-го и 2-го столбцов.

Вычисляем оценку информационного символа 2-го пользователя по методу МСКО:

$$\hat{\lambda}_2 = \left(\mathbf{G}'_2 (\mathbf{U}^{(2)})^{-1} \mathbf{G}_2 + 1 \right)^{-1} \mathbf{G}'_2 (\mathbf{U}^{(2)})^{-1} \mathbf{Y}_2^{(\text{коп})}. \quad (21)$$

Дисперсия ошибки оценивания имеет вид

$$\omega_2 = \left(\mathbf{G}'_2 (\mathbf{U}^{(2)})^{-1} \mathbf{G}_2 + 1 \right)^{-1}. \quad (22)$$

Преобразуем оценку (31) с использованием нелинейной функции $f(\cdot)$ для случая QPSK:

$$\hat{\theta}_2 = f(\hat{\lambda}_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{th} \left(\frac{\operatorname{Re}(\hat{\lambda}_2)}{\sqrt{2\alpha\omega_2}} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{th} \left(\frac{\operatorname{Im}(\hat{\lambda}_2)}{\sqrt{2\alpha\omega_2}} \right). \quad (23)$$

Дисперсия ошибки оценивания символа 2-го пользователя составляет

$$\gamma_2 = 1 - |\hat{\theta}_2|^2. \quad (24)$$

Вычисляем жесткую оценку символа (8), как ближайшую точку созвездия QPSK:

$$\tilde{\theta}_2 = Q(\hat{\theta}_2). \quad (25)$$

Далее обобщим операции по демодуляции символа для m -го пользователя.

Шаг m . Вычисление оценки информационного символа для пользователя m .

При демодуляции сигнала m -го пользователя из принятого сигнала вычитаем реплику сигнала, соответствующего демодулированному на предыдущем шаге символу:

$$\mathbf{Y}_m^{(\text{коп})} = \mathbf{Y}_{m-1}^{(\text{коп})} - \mathbf{G}_{m-1} \hat{\theta}_{m-1}. \quad (26)$$

Следует отметить, что при демодуляции сигнала первого пользователя имеем $\mathbf{Y}_1^{(\text{коп})} = \mathbf{Y}$.

Уравнение наблюдения с учетом скомпенсированной составляющей можно записать в виде

$$\mathbf{Y}_m^{(\text{коп})} = \mathbf{G}_m \theta_m + \xi_m, \quad (27)$$

где \mathbf{G}_m – m -й столбец матрицы \mathbf{G} , ξ_m – вектор помех от немодулированных сигналов других пользователей, АБГШ, а также учитывающий ошибки оценивания символов на предыдущих шагах, т.е.

$$\xi_m = \mathbf{G}_{m+1} \theta_{m+1} + \mathbf{G}_{m+2} \theta_{m+2} + \dots + \mathbf{G}_M \theta_M + \boldsymbol{\eta} + \mathbf{G}_1 (\theta_1 - \hat{\theta}_1) + \mathbf{G}_2 (\theta_2 - \hat{\theta}_2) + \dots + \mathbf{G}_{m-1} (\theta_{m-1} - \hat{\theta}_{m-1}). \quad (28)$$

Корреляционная матрица вектора ξ_m размером $N \times N$ имеет вид

$$\mathbf{U}^{(m)} = \mathbf{G}_{-[1...m]} \mathbf{G}'_{-[1...m]} + 2\sigma^2 \mathbf{1} + \mathbf{G}_{m-1} \mathbf{G}'_{m-1} \gamma_{m-1} + \dots + \mathbf{G}_2 \mathbf{G}'_2 \gamma_2 + \mathbf{G}_1 \mathbf{G}'_1 \gamma_1, \quad (29)$$

где $\mathbf{G}_{-[1...m]}$ – это матрица \mathbf{G} после вычеркивания столбцов $1 \dots m$.

Вычисляем оценку информационного символа m -го пользователя по методу МСКО:

$$\hat{\lambda}_m = \left(\mathbf{G}'_m (\mathbf{U}^{(m)})^{-1} \mathbf{G}_m + 1 \right)^{-1} \mathbf{G}'_m (\mathbf{U}^{(m)})^{-1} \mathbf{Y}_m^{(\text{коп})}. \quad (30)$$

Дисперсия ошибки оценивания имеет вид

$$\omega_m = \left(\mathbf{G}'_m (\mathbf{U}^{(m)})^{-1} \mathbf{G}_m + 1 \right)^{-1}. \quad (31)$$

Преобразуем оценку (31) с использованием нелинейной функции $f(\cdot)$ для случая QPSK:

$$\hat{\theta}_m = f(\hat{\lambda}_m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{th} \left(\frac{\operatorname{Re}(\hat{\lambda}_m)}{\sqrt{2\alpha\omega_m}} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{th} \left(\frac{\operatorname{Im}(\hat{\lambda}_m)}{\sqrt{2\alpha\omega_m}} \right). \quad (32)$$

Дисперсия ошибки оценивания символа m -го пользователя (32) составляет

$$\gamma_m = 1 - |\hat{\theta}_m|^2. \quad (33)$$

После получения мягких оценок символов $\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_M$ всех пользователей вычисляем их жесткие оценки (8), как ближайшие точки созвездия QPSK:

$$\tilde{\theta}_m = Q(\hat{\theta}_m). \quad (34)$$

Выражения (10)–(34) описывают предлагаемый алгоритм демодуляции.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для анализа эффективности предлагаемого алгоритма (10)–(34) было проведено статистическое моделирование системы PD-NOMA с тремя абонентскими терминалами, передающими информацию на базовую станцию, оснащенную двумя приемными антеннами. Моделирование проводилось для сигналов с модуляцией QPSK.

В результате моделирования были получены зависимости вероятности ошибки на бит (Bit Error Rate, BER) от отношения сигнал/шум на символ (Signal-to-Noise Ratio, SNR) для трех алгоритмов обработки в приемнике – алгоритма максимального правдоподобия (ML), алгоритма последовательного исключения помех (SIC), предлагаемого нелинейного алгоритма (Non-linear Alg). Характеристики предложенного алгоритма исследованы

для соотношения мощностей $p_1/p_2 = 5$, $p_2/p_3 = 5$, где p_1 – мощность передачи первого АТ, p_2 – мощность передачи второго АТ, p_3 – мощность передачи третьего АТ; а также для значения параметра α , равного 1, 0.5, 0.1.

Из рис. 2а–2в видно, что предлагаемый алгоритм (10)–(34) позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с традиционным алгоритмом SIC:

– Для АТ 1, работающего с наибольшей мощностью $p_1 = 5p_2 = 25p_3$, при $\text{BER} = 10^{-2}$ выигрыш по сравнению с алгоритмом SIC составляет 3.5 дБ, характеристики предлагаемого алгоритма совпадают с характеристиками алгоритма ML для любого значения α ;

– Для АТ 2, работающего с мощностью $p_2 = p_1/5 = 5p_3$, при $\text{BER} = 10^{-2}$ выигрыш по сравнению с алгоритмом SIC составляет 3.5 дБ для $\alpha = 0.5$ и $\alpha = 0.1$;

– Для АТ 3, работающего с наименьшей мощностью $p_3 = p_1/25 = p_2/5$, при $\text{BER} = 10^{-2}$ отличие от характеристик алгоритма ML составляет 1 дБ для $\alpha = 0.5$ и $\alpha = 0.1$, а алгоритм SIC не позволяет демодулировать символы с приемлемым значением $\text{BER} = 10^{-2}$.

Вычислительная сложность проанализированных алгоритмов демодуляции зависит от числа пользователей M [16, 19–21], как показано ниже:

Алгоритм	Вычислительная сложность
ML	$O(K^M)$
Традиционный алгоритм SIC	$O(M^3)$
Предложенный алгоритм	$O(M^3)$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предложенный нелинейный алгоритм демодуляции для системы PD-NOMA имеет существенный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом SIC при сравнимой вычислительной сложности. В некоторых случаях его характеристики помехоустойчивости практически совпадают с характеристиками алгоритма ML при меньшей вычислительной сложности.

Поясним, что отмеченный выигрыш в помехоустойчивости достигается за счет дополнительного учета неточности оценок символов на промежуточных итерациях и введения мягкой нелинейной функции на каждой итерации. Такой вид нели-

нейной функции позволяет существенно ограничить нежелательное явление “размножения ошибок”, свойственное известному алгоритму SIC [22, 23].

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yuan Y., Yuan Z., Tian L. // IEEE Commun. Magaz. 2020. V. 58. № 7. P. 90.
2. Liu Y., Qin Z., Ding Z. Non-Orthogonal Multiple Access for Massive Connectivity. N.Y.: Springer, 2020.
3. Luo F.-L., Zhang J. Signal Processing for 5G. Algorithms and Implementations. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2016.
4. Wai W.K., Tsui C.Y., Cheng R.S. // Proc. IEEE Wireless Communication and Networking Conf. (WCNC). 2000. N.Y.: IEEE, 2000. V. 1. P. 310. https://www.researchgate.net/publication/285507183_A_low_complexity_V-BLASTSTBC_detection_algorithm_for_MIMO_system.
5. Охрименко А.А., Крюков Я.В., Покаместов Д.А. // Тр. XV Междунар. научн.-практич. конф. “Электронные средства и системы управления”. Томск. 20–22 нояб. 2019. Томск.: ТГУ, 2019. С. 28.
6. Al-Imari M., Xiao P., Imran M.A., Tafazolli R. // Proc. 11th Int. Symp. on Wireless Commun. Systems (ISWCS). Barcelona. 26–29 Aug. 2014. N.Y.: IEEE, 2014. P. 781.
7. Yan C., Harada A., Benjebbour A. et al. // Proc. 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conf. (VTC Spring). Glasgow. 11–14 May. N.Y.: IEEE, 2015. Paper № 7146043. <https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7146043>
8. Hussain M., Rasheed H. // Hindawi Wireless Commun. and Mobile Computing. 2020. V. 2020. Article ID 8845371. <https://doi.org/10.1155/2020/8845371>
9. Saito K., Benjebbour A., Kishiyama Y. et al. // IEEE Int. Conf. on Communication Workshop (ICCW). London. 8–12 Jun. 2015. N.Y.: IEEE, 2015. P. 1161.
10. Lin B., Tang X., Ghassemlooy Z. et al. // 2017 First South American Colloquium on Visible Light Communications (SACVLC). Santiago. 13 Nov. N.Y.: IEEE, 2017. Paper № 8267609. <https://doi.org/10.1109/SACVLC.2017.8267609>
11. Mohan A. // M.Tech Seminar Report on Non Orthogonal Multiple Access. Thrissur: Government Engineering College, 2016. Reg. № TCR15ECCP01. 27 pages. <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.35859.89126>
12. Куликов Г.В., Тамбовский С.С., Савватеев Ю.И., Гребенко Ю.А. // РЭ. 2019. Т. 64. № 2. С. 152.
13. Liu Y., Qin Z., Elkaslan M. et al. // Proc. IEEE. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. V. 105, № 12. P. 2347.
14. Aldabasa M., Toka M., Gökçeli S. et al. // Hindawi Wireless Commun. and Mobile Computing. 2018.

- V. 2018. Article ID 9713450.
<https://doi.org/10.1155/2018/9713450>
15. *Higuchi K., Benjebbour A.* // IEICE Trans. on Commun. Japan. 2015. V. E98-B. № 3. P. 403.
 16. *Крейнделин В.Б.* Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. СПб.: Линк, 2009.
 17. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Резнёв А.А.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 12. С. 1189.
 18. *Ding Z., Liu Y., Choi J. et al.* // IEEE Commun. Magaz. 2017. N.Y.: IEEE, 2017. V. 55. № 2. P. 185.
 19. *Vaezi M., Ding Z., Poor H.V.* Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond. N.Y.: Springer, 2019.
 20. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Григорьев В.А. и др.* // РЭ. 2020. Т. 65. № 3. С. 257.
 21. *Yuanwei Liu, Zhang S., Mu X. et al.* // 2022. <https://arxiv.org/pdf/2108.04561.pdf>.
 22. *Moltafét M., Joda R., Mokari N. et al.* // IEEE Trans. 2018. V. COM-66. № 12. P. 6463.
 23. *Vaezi M., Schober R., Ding Z., Poor H.V.* // IEEE Wireless Commun. N.Y.: IEEE, 2019. V. 26. № 5. P. 174.