

Турбоалгоритм демодуляции для систем NOMA¹

М.Г. Бакулин, Т.Б.К. Бен Режеб, В.Б. Крейнделин, Д.Ю. Панкратов, А.Э. Смирнов

Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия
m.g.bakulin@gmail.com, benrejebt@yandex.ru, vitkrend@gmail.com, dpankr@mail.ru, smirnov.al.ed@gmail.com

Поступила в редколлегию 01.12.2022

Аннотация—В последнее время разработчики систем связи будущих поколений проявляют большой интерес к технологии NOMA как кандидатуры для существенного повышения спектральной эффективности и емкости таких систем. Системы связи, использующие технологию NOMA, относятся к классу так называемых перегруженных систем (в отличие от систем OMA), поскольку в них число пользователей существенно превышает число ортогональных ресурсов. Платой за увеличение числа пользователей за счёт неортогональности сигналов является существенное увеличение сложности обработки групповых сигналов абонентов. В данной статье рассматриваются известные алгоритмы приема с разной сложностью, а также предлагается новый менее сложный демодулятор, учитывающий дискретный характер сигналов NOMA и использующий последовательную турбообработку.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: Система NOMA, 5G, 6G, неортогональный доступ, демодуляция, турбообработка, турбоалгоритм демодуляции

DOI: 10.53921/18195822_2022_22_4_289

1. ВВЕДЕНИЕ

Технологии множественного доступа являются фундаментальными для сетей беспроводной связи [1], [2], [3]. Однако в будущих сценариях Интернета вещей (Internet of Things, IoT) и M2M (Machine-To-Machine) при подключении миллиардов новых устройств к таким сетям возможности ортогонального множественного доступа ограничены, поскольку в них один ортогональный ресурс одновременно может использоваться только одним абонентом [2], [4]. Технология неортогонального доступа (Non-Orthogonal Multiple Access – NOMA), в которой один ресурс может одновременно использоваться несколькими абонентами, рассматривается как кандидатура существенного повышения спектральной эффективности и емкости систем беспроводной связи будущих поколений (после 5G и 6G) в связи с массовым подключением абонентских устройств [1], [4], [6].

При рассмотрении технологии NOMA для систем 5G в процессе стандартизации 3GPP [7] был выявлен ряд проблем, препятствующих внедрению технологии NOMA. В частности, проблема высокой сложности алгоритмов обработки на приемной стороне не была окончательно решена в рамках этой стандартизации, и было принято решение о проведении дополнительных исследований. Разными компаниями было предложено множество схем NOMA, наиболее популярные из которых основаны на кодовом разделении сигналов абонентов [6], [8], [9]. В документе 3GPP [7] представлены результаты анализа характеристик алгоритмов приема этих схем

¹ Работа подготовлена на основе научных исследований, выполненных при финансовой поддержке Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации в рамках государственного контракта от 26.02.2021 № ПЗЗ-1-26/8 Развитие новой технологии неортогонального доступа (NOMA) и ее использование совместно с технологией MIMO для перспективных систем связи 6G (шифр MIMO-NOMA).

для систем 5G, которые пока не позволили определить наиболее эффективную схему NOMA, обеспечивающую существенные преимущества по сравнению с используемыми технологиями. Для внедрения этих схем NOMA необходимы эффективные и приемлемые по сложности алгоритмы обработки на приемной стороне. Большой объем публикаций свидетельствует об активном продолжении исследований схем NOMA как для новых сценариев систем 5G, так и будущих систем 6G [6], [10], [11], [12], [13].

Как было показано [2], [13] основным принципом систем связи с неортогональным множественным доступом является передача большего числа сообщений, чем число ортогональных ресурсов. В этом случае говорят, что система работает в перегруженном режиме. Использование простых линейных алгоритмов приема таких сигналов становится невозможным из-за недоопределенности системы уравнений наблюдения (число уравнений наблюдения меньше числа неизвестных). Поэтому необходимо использовать методы приема, учитывающие дискретный характер передаваемых сообщений и сигналов. В частности, использование оптимального приемника максимального правдоподобия даёт хорошие возможности выделения передаваемой информации для каждого пользователя, но при этом такой приемник обладает очень высокой сложностью реализации.

Существуют различные подходы и алгоритмы, учитывающие, также как и оптимальный приемник, дискретный характер передаваемых сообщений и при этом использующие некоторые дополнительные свойства сигналов системы NOMA, например, разреженность кодовой книги [16], [17], [18], [19]. К таким алгоритмам относится известный алгоритм «обмена сообщениями» (Message Passing Algorithm – MPA) [28], в основе которого лежит так называемый алгоритм sum-product [35], известный так же как алгоритм belief propagation (алгоритм с распространением доверия) – алгоритм декодирования, являющийся алгоритмом обмена сообщениями на фактор-графе. Данный алгоритм использует свойство разреженности графа или матрицы распределения по ресурсам и, как следствие этого, его сложность зависит от числа пользователей, сигналы которых наблюдаются в одном ресурсе, а не от общего числа пользователей, как это имеет место в оптимальном демодуляторе. Однако в данном алгоритме используется большое число умножений, причем умножение чисел, значение которых по модулю приближаются к 1. Это требует достаточно высокой разрядности вычисляющих процессоров. При недостаточной разрядности может наблюдаться расходимость алгоритма MPA. Кроме того, итерационные алгоритмы типа sum-product требуют большого числа итераций для достижения высокого качества приема. В данной статье рассматривается алгоритм приема сигналов системы NOMA, также использующий свойства разреженности матрицы распределения ресурсов, основанный на принципах турбообработки [30], обладающий более простой реализацией и более высокой энергетической эффективностью при меньшем числе итераций, чем алгоритм MPA.

2. ТЕХНОЛОГИЯ NOMA

В системах 5G и 6G в отличие от систем предыдущих поколений основной целью является не столько увеличение скорости передачи информации, сколько массовое подключение большого числа абонентов и справедливое распределение ресурсов системы между ними. [1]. Технология неортогонального множественного доступа (NOMA) обеспечивает подключение большого числа абонентов, гибкое распределение ресурсов системы и может использоваться для повышения эффективности систем связи будущих поколений [2], [4], [6].

Кроме того, технология NOMA может совместно использоваться с технологиями ортогонального доступа (OMA) [11], [12]. В системах OMA каждый абонент использует свою частоту или временной интервал, при этом число абонентов ограничено числом имеющихся частотных и временных ресурсов. В системе NOMA несколько абонентов используют одну и ту же

частоту или временной интервал, что обеспечивает более высокую емкость и спектральную эффективность по сравнению с системами OMA [13], [14], [15].

Схемы NOMA различаются по видам дополнительной обработке (например, скремблирование и перемежение), которая осуществляется как на уровне битов, так и на уровне символов [7]. Обобщенная структурная схема передающей и приемной сторон системы NOMA для случая восходящей линии связи приведена на рисунке 1.

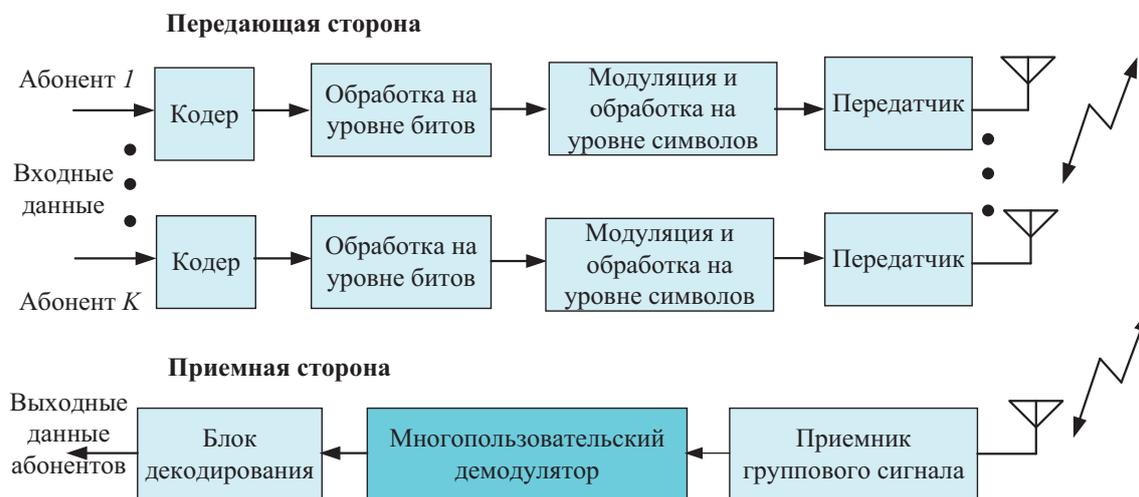


Рис. 1. Структурная схема системы NOMA.

Как видно из рисунка 1 на передающей стороне системы NOMA входные данные в общем случае после помехоустойчивого кодирования подвергаются обработке на уровне битов, а затем модуляции и обработке на уровне символов. После этого осуществляется отображение символов в ресурсы и передача по радиоканалу. Также может осуществляться распределение мощности передаваемых сигналов. При реализации на базе систем 5G в зависимости от схемы NOMA необходимы следующие модифицированные блоки обработки на передающей стороне: модифицированный модулятор, модифицированные блоки скремблирования и перемежения как на уровне битов, так и на уровне символов. В схемах NOMA, предложенных различными компаниями, используются сочетания этих блоков для формирования групповых сигналов NOMA на передающей стороне [7], [8], [9].

Структура передающей стороны схем NOMA рассматривалась в рабочей группе 3GPP для систем 5G [6]. В документах 3GPP [7] были предложены различные структурные схемы передающей стороны для формирования сигналов NOMA в основном для восходящей линии связи. Таким образом, для внедрения схем NOMA в системы 5G и следующих поколений понадобятся дополнительные этапы обработки как на передающей стороне, так и на приемной стороне, которые не включены в стандарты 3GPP.

На приемной стороне принимаемые сигналы обрабатываются в демодуляторе групповых сигналов и в зависимости от схемы NOMA применяется обработка на уровне символов и/или битов, после чего осуществляется декодирование и формирование выходного потока данных. Алгоритмы обработки на приемной стороне не регламентируются стандартами, но очевидно должны учитывать структуру передаваемых групповых сигналов NOMA. На основании документов 3GPP [7], [8] можно сделать вывод о том, что предложенные схемы NOMA превосходят

схемы ОМА по спектральной эффективности и емкости, но для их внедрения требуется значительное усложнение алгоритмов обработки сигналов, в частности алгоритмов многопользовательской демодуляции групповых сигналов NOMA [4], [5].

Следует отметить, что большое распространение получили схемы NOMA с кодовым разделением [9], [11] (Code Domain NOMA). В этих схемах, как и при множественном доступе с кодовым разделением сигналов (Code Division Multiple Access – CDMA), абоненты используют индивидуальные кодовые последовательности. Основным отличием от CDMA является то, что коэффициент загрузки системы NOMA с кодовым разделением (отношение числа абонентов к базе сигналов) намного больше. К этим схемам NOMA можно отнести такие популярные схемы как SCMA (Sparse Code Multiple Access) и WSMA (Welch Spreading Multiple Access) [16], [17]. Схема PDMA (Pattern Division Multiple Access) является дальнейшим развитием схемы CDMA с последовательностями низкой плотности (LDS – Low Density), поскольку в ней наряду с разными шаблонами абоненты могут использовать разные виды модуляции и разное число ресурсов [18], [19].

Наиболее эффективным алгоритмом обработки принимаемых сигналов является демодулятор, оптимальный по критерию максимального правдоподобия, но он имеет экспоненциальную вычислительную сложность порядка M^K , где K – число абонентов, M – кратность модуляции [2], [3]. При обработке групповых сигналов NOMA, использующей последовательности с низкой плотностью на приемной стороне может использоваться так называемый алгоритм MPA (Message Passing Algorithm – алгоритм передачи сообщений), в котором демодуляция осуществляется итерационно с использованием графа Таннера [2], отражающим распределение информационных символов по ресурсам [19], [20], [21]. Алгоритм MPA имеет меньшую вычислительную сложность по сравнению с демодулятором, оптимальным по критерию максимального правдоподобия, но уступает ему по эффективности демодуляции.

Также были предложены демодуляторы, основанные алгоритме последовательного подавления помех (Serial Interference Cancellation – SIC), параллельном подавлении помех (Parallel Interference Cancellation – PIC), и другие алгоритмы [3], [22], [23], [24], [25], [34]. Сложность обработки групповых сигналов NOMA определяется их структурой, которая, например, зависит от вида используемых сигнальных созвездий, кодовых последовательностей, шаблонов. Применение разреженных последовательностей (с большим числом нулевых элементов) позволяет упростить алгоритмы демодуляции [11], [18], [21], [24].

3. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ NOMA

Рассмотрим модель группового сигнала NOMA для многопользовательской беспроводной системы связи, которая отражает процесс передачи информационных символов по радиоканалу (в рассматриваемом случае предполагается, что символы уже сформированы после помехоустойчивого кодирования (и/или перемежения) информационные биты). В такой модели могут учитываться различные этапы преобразования информации при формировании групповых сигналов NOMA: кодирование, модуляция, перемежение, отображение в ресурсы и др.

3.1. Обобщённая модель системы NOMA

Для любой системы NOMA с N_{res} ресурсами наблюдаемый групповой сигнал K абонентов для n -го ресурса может быть представлен следующим выражением [9]:

$$y_n = h_{n,1}w_{n,1}s_{n,1}^{(j_1)} + h_{n,2}w_{n,2}s_{n,2}^{(j_2)} + \dots + h_{nk}w_{nk}s_{nk}^{(j_k)} + \dots + h_{nK}w_{nK}s_{nK}^{(j_K)} + \eta_n, \quad (1)$$

где y_n – принимаемый групповой сигнал NOMA; h_{nk} – коэффициент передачи по беспроводному каналу связи для n -го ресурса k -го абонента, $n = \overline{1, N_{res}}$, $k = \overline{1, K}$; w_{nk} – элемент кодовой

последовательности для k -го абонента и n -го ресурса; $s_{nk}^{(j_k)} \in \mathbb{S}_{nk}$ – комплексный информационный символ, который соответствует комбинации из M_k кодированных битов с индексом $j_k \in \{0, 1, \dots, 2^{M_k} - 1\}$; \mathbb{S}_{nk} – 2^{M_k} -мерное множество точек сигнального созвездия для k -го абонента и n -го ресурса; η_n – комплексный гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией $2\sigma_\eta^2$.

Запишем модель (1) в векторно-матричном виде:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{dk} \mathbf{W}_{dk} \mathbf{s}_k^{(j_k)} + \boldsymbol{\eta}, \tag{2}$$

где $\mathbf{s}_k^{(j_k)} = [s_{1,k}^{(j_k)} s_{2,k}^{(j_k)} \dots s_{N_{res},k}^{(j_k)}]T$ – N_{res} -мерный вектор модулированных символов, соответствующий j_k -й передаваемой комбинации битов k -го абонента, $k = \overline{1, K}$; \mathbf{H}_{dk} – диагональная матрица канала, диагональные элементы h_{nk} которой являются коэффициентами передачи по каналу связи для k -го абонента, $n = \overline{1, N_{res}}$, $k = \overline{1, K}$; $\mathbf{W}_{d,k}$ – диагональная матрица размерности $(N_{res} \times N_{res})$, элементы w_{nk} которой являются элементами кодовой последовательности k -го пользователя; $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_{N_{res}}]$ – вектор наблюдений для всех N_{res} ресурсов; $\boldsymbol{\eta}$ – комплексный гауссовский случайный вектор шума наблюдения, с нулевым вектором математических ожиданий и корреляционной матрицей $\mathbf{R}_\eta = 2\sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{N_{res}}$, при этом шум наблюдения по всем ресурсам некоррелированный и имеет одинаковые параметры распределения. Таким образом, модель (2) является обобщённой моделью принимаемого группового сигнала и учитывает свойства различных схем NOMA: с кодовым разделением, с разделением по шаблонам и др.

3.2. Модель для схем NOMA с разреженными последовательностями

Преимущество при обработке сигналов NOMA достигается при использовании так называемых разреженных последовательностей (с большим числом нулевых элементов). Примерами таких схем NOMA являются SCMA и PDMA. Модель системы NOMA с разреженными последовательностями может быть полностью описана выражением (2), если ввести кодовые последовательности с нулевыми элементами, т.е. $w_{nk} = 0$, если $n \notin \mathbb{N}_{res,k}$. Множество ресурсов $\mathbb{N}_{res,k}$ определяется графом Таннера и описывается матрицей \mathbf{R} распределения ресурсов между абонентами размером $(N_{res} \times K)$ [2], [9], [21]. Столбцы этой матрицы с номерами $k = \overline{1, K}$ содержат ненулевые элементы на тех позициях, которые соответствуют ресурсами, используемых этими абонентами. Например, для схем SCMA и PDMA для случая $N_{res} = 4$ и $K = 6$ матрицы распределения ресурсов имеют вид [16], [18]:

$$\mathbf{R}_{SCMA} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{PDMA} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

В отличие от схемы SCMA, в схеме PDMA разные абоненты могут использовать разное количество ресурсов: число единиц в столбцах матрицы распределения ресурсов разное.

4. ДЕМОДУЛЯТОРЫ NOMA

4.1. Демодулятор, оптимальный по критерию максимального правдоподобия

Демодулятор, оптимальный по критерию максимального правдоподобия (МП) основан на использовании функции правдоподобия (ФП), которая определяется уравнением наблюдения [13], [14]. Для модели (2) функция правдоподобия имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} p(\mathbf{y} | \mathbf{j}) &\triangleq \Lambda(\mathbf{j}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_\eta^2)^{N_{res}}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \left\| \mathbf{y} - \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{dk} \mathbf{W}_{dk} \mathbf{s}_k^{(j_k)} \right\|^2\right) = \\ &= \frac{1}{(2\pi\sigma_\eta^2)^{N_{res}}} \exp\left(\sum_{n=1}^{N_{res}} \left(-\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \left| y_n - \sum_{k=1}^K h_{nk} w_{nk} s_{nk}^{(j_k)} \right|^2\right)\right) = \prod_{n=1}^{N_{res}} p(y_n | \mathbf{j}), \end{aligned} \quad (3)$$

где введены следующие обозначения: $\mathbf{j} \triangleq [j_1 j_2 \dots j_K]$ – вектор всех возможных комбинаций информационных символов всех пользователей. Очевидно, что число всех возможных комбинаций вектора \mathbf{j} равно произведению числа комбинаций всех пользователей, т.е. равно $2^{M_1} 2^{M_2} \dots 2^{M_K} = 2^{M_1+M_2+\dots+M_K}$.

Алгоритм МП с жёстким решением описывается выражением

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{j}} &= [\hat{j}_1 \hat{j}_2 \dots \hat{j}_K] = \underbrace{\arg \max}_{\substack{j_k \in \{0, 1, \dots, 2^{M_k}-1\} \\ k=1, \overline{K}}} (\Lambda(\mathbf{j})) = \\ &= \underbrace{\arg \min}_{\substack{j_k \in \{0, 1, \dots, 2^{M_k}-1\} \\ k=1, \overline{K}}} \left(\sum_{n=1}^{N_{res}} \left(\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \left| y_n - \sum_{k=1}^K h_{nk} w_{nk} s_{nk}^{(j_k)} \right|^2 \right) \right). \end{aligned} \quad (4)$$

В качестве мягких оценок битов используется логарифм отношения правдоподобия для каждого бита:

$$\tilde{b}_{mk} = \log \left(\frac{\sum_{\mathbf{j} \in J_{mk,+}} \Lambda(\mathbf{j})}{\sum_{\mathbf{j} \in J_{mk,-}} \Lambda(\mathbf{j})} \right), \quad (5)$$

где $J_{mk,+}$ – множество номеров всех комбинаций, в которых m -й разряд двоичного представления числа j_k равен 0 (или 1 в биполярном алфавите); $J_{mk,-}$ – множество номеров всех комбинаций, в которых m -й разряд двоичного представления числа j_k равен 1 (или -1 в биполярном алфавите).

4.2. Демодулятор, оптимальный по критерию максимума апостериорной вероятности

Пусть в системе NOMA передается информация K абонентов в виде комбинаций M_k -мерных векторов двоичных битов $\mathbf{b}_k \in \mathbb{B}^{M_{st,k}}$. При этом каждому значению вектора \mathbf{b}_k однозначно соответствует номер j_k , которому соответствует вектор передаваемых комплексных информационных символов $\mathbf{s}_k^{(j_k)} \triangleq \mathbf{s}_k(\mathbf{b}_k)$, т.е. $\mathbf{b}_k \leftrightarrow j_k \leftrightarrow \mathbf{s}_k^{(j_k)} \triangleq \mathbf{s}_k(\mathbf{b}_k)$.

Вектор $\mathbf{s}_k^{(j_k)} = [s_{1,k}^{(j_k)} s_{2,k}^{(j_k)} \dots s_{N,k}^{(j_k)}]^T$ передается по каналу связи. При этом каждый элемент $s_{nk}^{(j_k)} \in \mathbb{S}_{nk}$ вектора $\mathbf{s}_k^{(j_k)}$ является точкой $M_{st,k}$ -мерного созвездия \mathbb{S}_{nk} . На приемной

стороне наблюдается вектор $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_N]^T$, где N – число ресурсов, в которые отображаются передаваемые символы.

В общем случае функция правдоподобия сигнала K абонентов может быть записана следующем виде:

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{s}_1^{(j_1)}, \mathbf{s}_2^{(j_2)}, \dots, \mathbf{s}_K^{(j_K)}) \equiv p(\mathbf{y} | j_1, j_2, \dots, j_K) \triangleq \Lambda(j_1, j_2, \dots, j_K). \quad (6)$$

Если шумы наблюдения для сигналов абонентов в канале связи являются независимыми, то ФП факторизуется [26]:

$$\Lambda(j_1, j_2, \dots, j_K) = \prod_{n=1}^N \Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K), \quad (7)$$

где $\Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K) \triangleq p(y_n | j_1, j_2, \dots, j_K)$ – ФП отдельного абонента.

Пусть дано априорное распределение комбинаций всех информационных битов K абонентов

$$P_{pr}(j_1, j_2, \dots, j_K) = P_{pr}(j_1) P_{pr}(j_2) \dots P_{pr}(j_K) = \prod_{k=1}^K P_{pr}(j_k).$$

Тогда, согласно формуле Байеса [27], вся информация о переданном групповом сигнале K абонентов содержится в апостериорном распределении:

$$P_{ps}(j_1, j_2, \dots, j_K | \mathbf{y}) = \frac{\prod_{n=1}^N \Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K) P_{pr}(j_1, j_2, \dots, j_K)}{\sum_{j_1=1}^{M_{st,1}} \dots \sum_{j_{k-1}=1}^{M_{st,k-1}} \sum_{j_{k+1}=1}^{M_{st,k+1}} \dots \sum_{j_K=1}^{M_{st,K}} \prod_{n=1}^N \Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K) P_{pr}(j_1, j_2, \dots, j_K)}. \quad (8)$$

Апостериорное распределение для отдельного абонента (маргинальное распределение) находится из (8) путём усреднения общего апостериорного распределения по всем абонентам, исключая k -го:

$$\begin{aligned} P_{ps}(j_k | y) &= \sum_{j_1} \dots \sum_{j_{k-1}} \sum_{j_{k+1}} \dots \sum_{j_K} P_{ps}(j_1, j_2, \dots, j_K | y) = C \lambda_k(j_k) P_{pr}(j_k) = \\ &= C \left(\sum_{j_1} \dots \sum_{j_{k-1}} \sum_{j_{k+1}} \dots \sum_{j_K} \Lambda(j_1, j_2, \dots, j_K) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K P_{pr}(j_l) \right) P_{pr}(j_k). \end{aligned} \quad (9)$$

где введено обозначение для индивидуальной функции правдоподобия для k -го пользователя $\lambda_k(j_k)$, и коэффициента нормировки:

$$C \triangleq \left(\sum_{j_1=1}^{M_{st,1}} \sum_{j_2=1}^{M_{st,2}} \dots \sum_{j_K=1}^{M_{st,K}} \Lambda(j_1, j_2, \dots, j_K) P_{pr}(j_1, j_2, \dots, j_K) \right)^{-1}. \quad (10)$$

Отметим, что рассматриваемый алгоритм, основанный на вычислении апостериорного распределения, в литературе называется алгоритмом максимума апостериорной вероятности (МАНВ)

[26]. Оценки МАВ находятся из условия поиска максимума апостериорного распределения по всем комбинациям битов:

$$\hat{j}_k = \underbrace{\arg \max}_{j_k \in \{0, 1, \dots, 2^{M_k} - 1\}} (P_{ps}(j_k | y)) = \underbrace{\arg \max}_{j_k \in \{0, 1, \dots, 2^{M_k} - 1\}} (\lambda_k(j_k) P_{pr}(j_k)). \quad (11)$$

Мягкие оценки МАВ функционально связаны с апостериорным математическим ожиданием. В качестве таких оценок можно использовать логарифм отношения вероятностей для m -го бита k -го абонента:

$$\mu_{ps, mk} = \frac{1}{2} \log \left(\frac{\sum_{j_k \in \mathbb{J}_{mk,+}} P_{ps}(j_k | \mathbf{y})}{\sum_{j_k \in \mathbb{J}_{mk,-}} P_{ps}(j_k | \mathbf{y})} \right) = \frac{1}{2} \log \left(\frac{\sum_{j_k \in \mathbb{J}_{mk,+}} \lambda_k(j_k) P_{pr}(j_k)}{\sum_{j_k \in \mathbb{J}_{mk,-}} \lambda_k(j_k) P_{pr}(j_k)} \right). \quad (12)$$

Как видно из (12), для вычисления мягких оценок МАВ используются индивидуальные функции правдоподобия каждого абонента, полученные путём усреднения общей функции правдоподобия K абонентов. Алгоритм МАВ позволяет получить потенциальные характеристики помехоустойчивости, однако он имеет экспоненциальный порядок сложности и может быть реализован только для небольшого числа абонентов при использовании модуляции невысокого порядка. Для упрощения алгоритма МАВ можно использовать различные виды аппроксимации или отказываться от какой-либо априорной информации [27]. Кроме того, возможно использование итерационных и так называемых турбоалгоритмов, в которых априорная и получаемая при демодуляции информация учитывается на каждом следующем шаге.

4.3. Демодуляция с применением аппроксимации функции правдоподобия

Высокая сложность алгоритмов МП и МАВ является следствием зависимости апостериорного распределения всех абонентов, которая, в свою очередь, возникает из-за неортогональности сигналов абонентов. Покажем, что при аппроксимации ФП в виде произведения простых функций, зависящих только от сигналов отдельных абонентов, можно сделать раздельную демодуляцию сигналов разных абонентов [27].

Рассмотрим приближённое вычисление апостериорного распределения k -го абонента, когда функция правдоподобия $\lambda_k(j_k)$ аппроксимируется в виде произведения простых функций правдоподобия, т.е.:

$$\lambda_k(j_k) \approx \lambda_{1,k}(j_k) \lambda_{2,k}(j_k) \dots \lambda_{n,k}(j_k) \dots \lambda_{N,k}(j_k), \quad (13)$$

где усреднённая ФП k -го абонента для n -го наблюдения

$$\lambda_{n,k}(j_k) = \sum_{j_1} \dots \sum_{j_{k-1}} \sum_{j_{k+1}} \dots \sum_{j_K} \Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^K P_{pr}(j_l), \quad (14)$$

где используется обозначение $\Lambda_n(j_1, j_2, \dots, j_K) = p(y_n | j_1, j_2, \dots, j_K)$.

Апостериорное распределение k -го абонента с учетом формулы (13) вычисляется по формуле Байеса следующим образом:

$$P_{ps}(j_k | \mathbf{y}) \approx C \prod_{n=1}^N \lambda_{n,k}(j_k) P_{pr}(j_k), \quad (15)$$

$$C = \left(\sum_{j_k} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^N \lambda_{l,k}(j_k) P_{pr}(j_k) \right)^{-1}.$$

Очевидно, что поскольку рассмотренный подход к вычислению апостериорного распределения с использованием аппроксимации (13) является приближённым, он будет приводить к потерям. Чтобы уменьшить потери при демодуляции, можно использовать итерационный подход, при котором полученные на текущей итерации апостериорные распределения используются в качестве априорных распределений на следующей итерации. Полученное распределение на последней итерации используется для вычисления оценок битов. Такой подход используется в алгоритме МРА [20], [28], [29].

В общем случае, когда сигнал каждого абонента наблюдается в каждом ресурсе, данный подход не даёт упрощения, поскольку на каждой итерации осуществляется перебор всех комбинаций для всех абонентов, т.е. $2^{M_1+M_2+\dots+M_K}$ комбинаций. Однако при демодуляции разреженных сигналов (например, SCMA) перебираются комбинации только для тех абонентов, сигналы которых передаются в данном ресурсе. Турбообработка позволяет еще больше компенсировать потери и повысить эффективность демодуляции [30].

5. ДЕМОДУЛЯЦИЯ С ТУРБООБРАБОТКОЙ

Рассмотрим турбоалгоритм, в котором апостериорные вероятности всех комбинаций битов каждого абонента вычисляются итерационно. Полученные на конечной итерации апостериорные вероятности используются для вычисления мягких оценок битов. При этом учитывается, что число передаваемых каждым абонентов битов существенно меньше общего числа комбинаций, поэтому предлагается вместо итерационного вычисления апостериорных вероятностей символов использовать итерационный алгоритм вычисления апостериорных вероятностей каждого бита или функционально связанных с ними других параметров, описывающих апостериорное распределение битов. В качестве таких параметров можно, например, использовать логарифм отношения вероятностей для каждого бита каждого абонента (см. формулу (12)).

5.1. Многошаговый алгоритм оценивания битов

Рассмотрим процедуру получения мягких оценок битов при обработке одного наблюдения $y_n, n = 1, \dots, N_{res}$ (для одного ресурса) при наличии априорного распределения. В качестве оптимальной оценки будем использовать логарифм отношения апостериорных вероятностей $P_{ps}(J|y_n)$ дискретной случайной величины $J = \overline{0, M_{st,\Sigma,n} - 1}$ для одного наблюдения y_n :

$$\mu_{ps,n,mk} = \frac{1}{2} \log \left(\frac{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk+}} P_{ps,n}(J|y_n)}{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk-}} P_{ps,n}(J|y_n)} \right), \quad m = \overline{1, M_k}, \quad k \in \mathbb{K}_n, \quad (16)$$

где $\mu_{ps,n,mk}$ – апостериорная оценка m -го бита k -го абонента для n -го наблюдения; $\mathbb{J}_n = \sum_{k \in \mathbb{K}_n} M_k$ – $M_{st,\Sigma,n} = 2^{k \in \mathbb{K}_n}$ – мерное множество номеров всех комбинаций символов всех абонентов для n -го ресурса; $\mathbb{J}_{n,mk+}$ и $\mathbb{J}_{n,mk-}$ – подмножества номеров всех комбинаций символов k -го абонента для n -го ресурса, которые соответствуют значениям битов $b_{mk} = 1$ и $b_{mk} = -1$, соответственно.

На основании формулы (8) запишем апостериорное распределение в следующем виде:

$$P_{ps,n}(j_1, j_2, \dots, j_K | y_n) = P_{ps,n}(J | y_n) = C \Lambda_n(y_n | J) P_{pr,n}(J). \quad (17)$$

При этом, как было отмечено выше, каждому номеру комбинации J можно поставить в соответствие комбинацию двоичных векторов $\mathbf{b}_k^{(J)}$, $k \in \mathbb{K}_n$.

Запишем векторы $\mathbf{b}_k^{(J)}$, $k \in \mathbb{K}_n$ в матрицу \mathbf{B}_n , тогда апостериорное распределение для дискретной случайной величины J будет соответствовать апостериорному распределению комбинации вектора $\mathbf{B}_n^{(J)}$, т.е.

$$P_{ps,n}(J | y_n) \leftrightarrow P_{ps,n}(\mathbf{B}_n^{(J)} | y_n) = C \Lambda_n(y_n | \mathbf{B}_n^{(J)}) P_{pr,n}(\mathbf{B}_n^{(J)}). \quad (18)$$

Также будем полагать, что все биты априорно независимы, т.е.

$$P_{pr,n}(\mathbf{B}_n^{(J)}) = \prod_{k \in \mathbb{K}_n} \prod_{m=1}^{M_k} P_{pr,n}(b_{mk}^{(J)}), \quad P_{pr,n}(b_{mk}^{(J)}) = \frac{e^{b_{mk}^{(J)} \mu_{pr,n,mk}}}{e^{\mu_{pr,n,mk}} + e^{-\mu_{pr,n,mk}}}. \quad (19)$$

На основании модели (1), n -я составляющая функции правдоподобия будет иметь следующий вид:

$$\Lambda_n(y_n | \mathbf{B}_n^{(J)}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_\eta^2)} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \left| y_n - \sum_{k=1}^K h_{nk} w_{nk} s_{nk} \right|^2\right) \triangleq C \exp(v_n^{(J)}), \quad (20)$$

где введено следующее обозначение метрики комбинации вектора:

$$v_n^{(J)} \triangleq -\frac{1}{2\sigma_\eta^2} \left| y_n - \sum_{k=1}^K h_{nk} w_{nk} s_{nk} (\mathbf{b}_k^{(J)}) \right|^2. \quad (21)$$

Тогда с учетом (17), (19)-(21) на основании (16) получим:

$$\mu_{ps,n,mk} = \frac{1}{2} \log \left(\frac{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk+}} \exp\left(v_n^{(J)} + \sum_{\substack{l \in \mathbb{K}_n \\ l \neq k}} \sum_{m=1}^{M_l} b_{ml}^{(J)} \mu_{pr,n,ml}\right)}{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk-}} \exp\left(v_n^{(J)} + \sum_{\substack{l \in \mathbb{K}_n \\ l \neq k}} \sum_{m=1}^{M_l} b_{ml}^{(J)} \mu_{pr,n,ml}\right)} \right) + \mu_{pr,n,mk}. \quad (22)$$

Следует отметить, что в выражении (22) используются нелинейные функции $\exp()$ и $\log()$, значения аргументов которых могут находиться в широком диапазоне. Для того, чтобы исключить переполнение разрядной сетки при вычислениях, преобразуем выражение (22) следующим образом:

$$\mu_{ps,n,mk} = \mu_{pr,n,mk} + \frac{1}{2} \left(\nu_{ps,n,max}^{(+)} - \nu_{ps,n,max}^{(-)} \right) + \frac{1}{2} \log \frac{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk+}} \exp\left(\nu_{ps,n}^{(J)} - \nu_{ps,n,max}^{(+)}\right)}{\sum_{J \in \mathbb{J}_{n,mk-}} \exp\left(\nu_{ps,n}^{(J)} - \nu_{ps,n,max}^{(-)}\right)}, \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \nu_{n,ps}^{(J)} &= v_n^{(J)} + \sum_{\substack{l \in \mathbb{K}_n \\ l \neq k}} \sum_{m=1}^{M_l} b_{mk}^{(J)} \mu_{pr,n,ml}, \\ \nu_{ps,n,\max}^{(+)} &= \max \left(\nu_{ps,n}^{(J)} \right) \Big|_{J \in \mathbb{J}_{n,mk+}}, \\ \nu_{ps,n,\max}^{(-)} &= \max \left(\nu_{ps,n}^{(J)} \right) \Big|_{J \in \mathbb{J}_{n,mk-}}. \end{aligned}$$

В выражении (23) значение аргумента функции $\exp(\cdot)$ не превышает значения 0, а значения аргумента функции $\log(\cdot)$ больше 1, а в большинстве случаев они близки к 1, что предотвращает переполнение разрядной сетки.

Для дальнейшего упрощения выражения (23) запишем:

$$\mu_{ps,n,mk} \approx \mu_{pr,mk} + \frac{1}{2} \left(\nu_{ps,n,\max}^{(+)} - \nu_{ps,n,\max}^{(-)} \right). \quad (24)$$

Таким образом, результатом обработки n -го наблюдения будет новый вектор логарифма отношения апостериорных вероятностей $\mu_{ps,n} \triangleq [\mu_{ps,n,mk}, k \in \mathbb{K}_n, m = \overline{1, M_k}]$, который характеризует апостериорное распределение независимых двоичных символов.

Полное апостериорное распределение битов, полученное в результате обработки n -го наблюдения, записывается в следующем виде:

$$P_{ps,n}(\mathbf{B}) = \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} P_{ps,n}(b_{mk}) = \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} \frac{e^{b_{mk} \mu_{ps,n,mk}}}{e^{\mu_{ps,n,mk}} + e^{-\mu_{ps,n,mk}}}. \quad (25)$$

Чтобы получить замкнутый цикл обработки всех наблюдений, апостериорное распределение, полученное на $(n-1)$ -м шаге, можно использовать как априорное распределение на n -м шаге:

$$\mu_{pr,n,mk} = \mu_{ps,n-1,mk}, \quad k = \overline{1, K}, \quad m = \overline{1, M_k}, \quad n = \overline{1, N_{res}}. \quad (26)$$

Выражения (22)-(26) описывают многошаговую процедуру вычисления мягких оценок битов для всех наблюдений при следующих начальных условиях $\mu_{pr,1,mk} = \mu_{pr,mk} = 0$, где $\mu_{pr,mk}$ – параметры истинного априорного распределения всех битов.

5.2. Турбоалгоритм демодуляции

Заметим, что в предложенном выше алгоритме обработки на текущем шаге используется не полное апостериорное распределение, а его аппроксимация в виде независимых распределений, что очевидно, приводит к потерям. Для уменьшения потерей будем использовать следующую итерационную процедуру, основанную на принципах турбообработки [30].

Итерационная турбообработка состоит в использовании полученного на предыдущей итерации апостериорного распределения в качестве априорного распределения на первом шаге i -й итерации:

$$\mu_{pr,1,mk}^{(i)} = \mu_{ps,N_{res},mk}^{(i-1)}, \quad i = 1, 2, \dots \quad (27)$$

Однако при повторной обработке n -го наблюдения на i -ой итерации в параметрах используемого априорного распределения уже содержатся результаты обработки этого наблюдения, полученные на предыдущей итерации, что может привести к дублированию информации и к

расходимости итерационного процесса. Поэтому необходимо выделить результат обработки n -го наблюдения на предыдущей итерации и исключить его из параметров входного априорного наблюдения на текущей итерации.

Согласно выражениям (19) и (25), аппроксимированное апостериорное распределение можно представить как результат обработки некоторой эквивалентной функции правдоподобия (ФП), т.е.:

$$P_{ps,n}(\mathbf{B}) \equiv \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} P_{ps,n}(b_{mk}) = C \Lambda_{eq,n}(\mathbf{B}) P_{pr,n}(\mathbf{B}), \tag{28}$$

$$P_{pr,n}(\mathbf{B}) = \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} P_{pr,n}(b_{mk}).$$

Учитывая независимость апостериорного и априорного распределений, представим эквивалентную ФП в факторизованном виде:

$$\Lambda_{eq,n}(\mathbf{B}) = \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} \Lambda_{eq,n}(b_{mk}) = \prod_{k=1}^K \prod_{m=1}^{M_k} \frac{e^{b_{mk} \delta_{n,mk}}}{e^{\delta_{n,mk}} + e^{-\delta_{n,mk}}}, \tag{29}$$

где $\delta_{n,mk}$ – параметр эквивалентной ФП, характеризующий приращение информации, полученное после обработки наблюдения и вычисляемый следующим образом:

$$\delta_{n,mk} = \mu_{ps,n,mk} - \mu_{pr,n,mk}. \tag{30}$$

На рисунке 2 приведена блок-схема реальной обработки ФП $\Lambda_n(y_n | \mathbf{B})$ с аппроксимацией апостериорного распределения и её виртуальное представление в виде обработки эквивалентной ФП $\Lambda_{eq,n}(\mathbf{B})$.

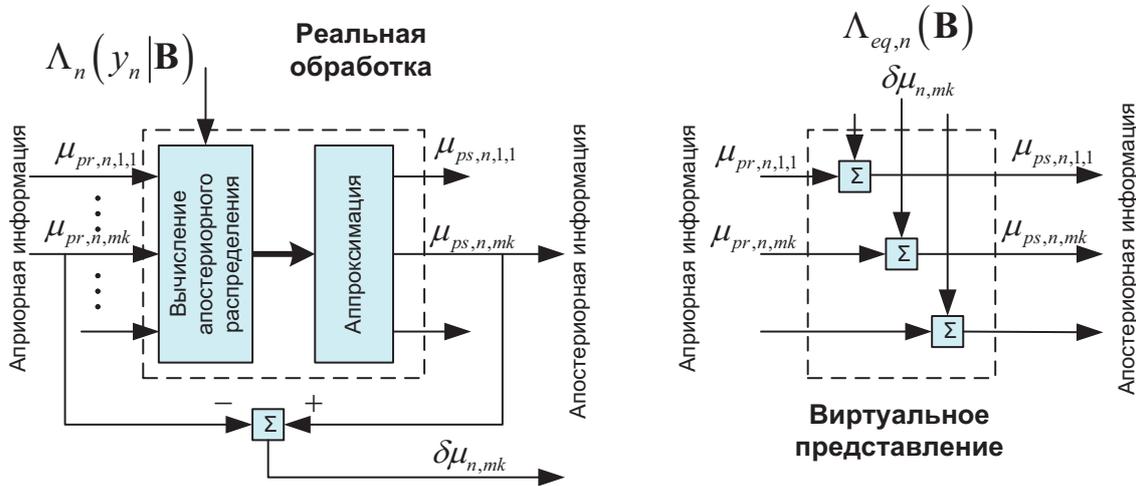


Рис. 2. Блок-схема реальной обработки ФП с аппроксимацией апостериорного распределения и её виртуальное представление.

Пусть на n -м шаге ($i-1$)-й итерации после обработки n -го наблюдения получены мягкие оценки битов, что обеспечивает приращение информации $\delta_{n,mk}^{(i-1)} = \mu_{ps,n,mk}^{(i-1)} - \mu_{pr,n,mk}^{(i-1)}$. Для того, чтобы не было дублирования этой информации при обработке n -го наблюдения на следующей итерации, необходимо исключить это приращение из априорной информации на i -й итерации.

Поэтому в качестве априорного распределения на n -м шаге i -й итерации нужно использовать распределение со следующими параметрами:

$$\mu_{pr,n,mk}^{(i)} = \mu_{ps,n-1,mk}^{(i)} - \delta_{n,mk}^{(i-1)}. \quad (31)$$

В результате получим турбоалгоритм демодуляции, структурная схема которого приведена на рисунке 3. Блок мягкой демодуляции реализуется с помощью алгоритма мягкого оценивания битов, предложенного в предыдущем разделе.

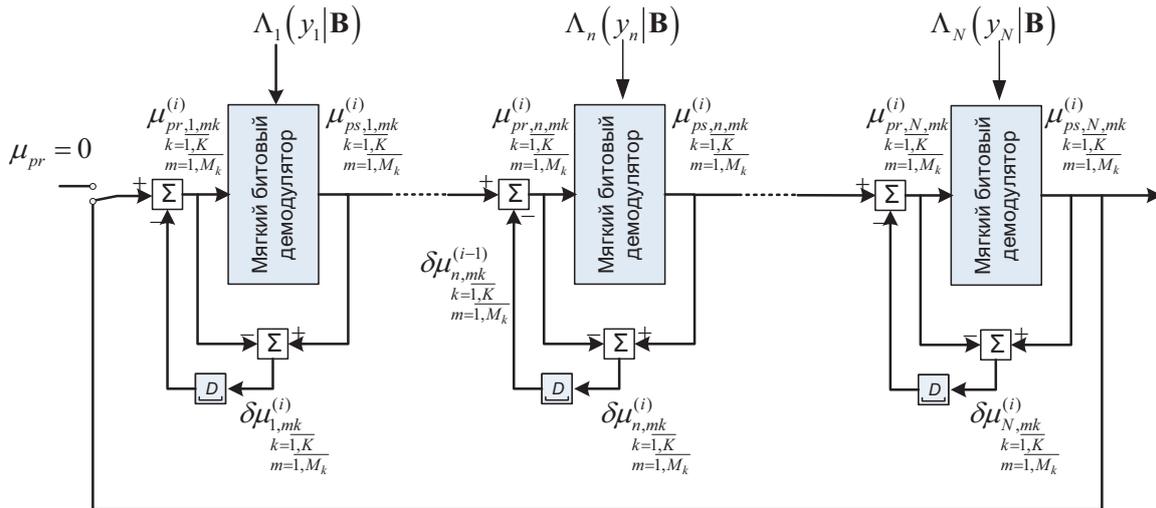


Рис. 3. Структурная схема турбоалгоритма приема с битовой обработкой.

После поступления текущего наблюдения вычисляется эквивалентная ФП, на основании которой осуществляется мягкая демодуляция битов для данного наблюдения, выделяется и вычитается дублируемая при обработке данного наблюдения информация. После обработки N наблюдений обратная связь замыкается и осуществляется переход на следующую итерацию. В результате каждое наблюдение обрабатывается несколько итераций без использования дублируемой информации, что приводит, как показано далее, к улучшению качества демодуляции.

6. АНАЛИЗ СЛОЖНОСТИ И ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ДЕМОДУЛЯЦИИ

6.1. Вычислительная сложность

В полученной многошаговой процедуре обработки группового сигнала на каждом шаге используется оптимальный алгоритм оценивания вектора наблюдаемых двоичных битов. За счёт разреженности матрицы канала в каждом n -м наблюдении присутствуют сигналы только K_n пользователей. Даже при использовании на каждом шаге оптимальной процедуры слож-

ность обработки будет пропорциональна $M_{st,\Sigma,n} = 2^{k \in \mathbb{K}_n} \sum M_k$, что существенно меньше слож-

ности обработки сигналов всех абонентов сразу, которая пропорциональна $M_{st,\Sigma} = 2^{\sum_{k=1}^K M_k} \gg$

$$M_{st,\Sigma,n} = 2^{\sum_{k \in \mathbb{K}_n} M_k}.$$

Подсчет числа операций предлагаемого турбоалгоритма демодуляции проводился согласно формулам (27)-(31). Для расчета сложности алгоритма МРА использовались соотношения из [28], [29].

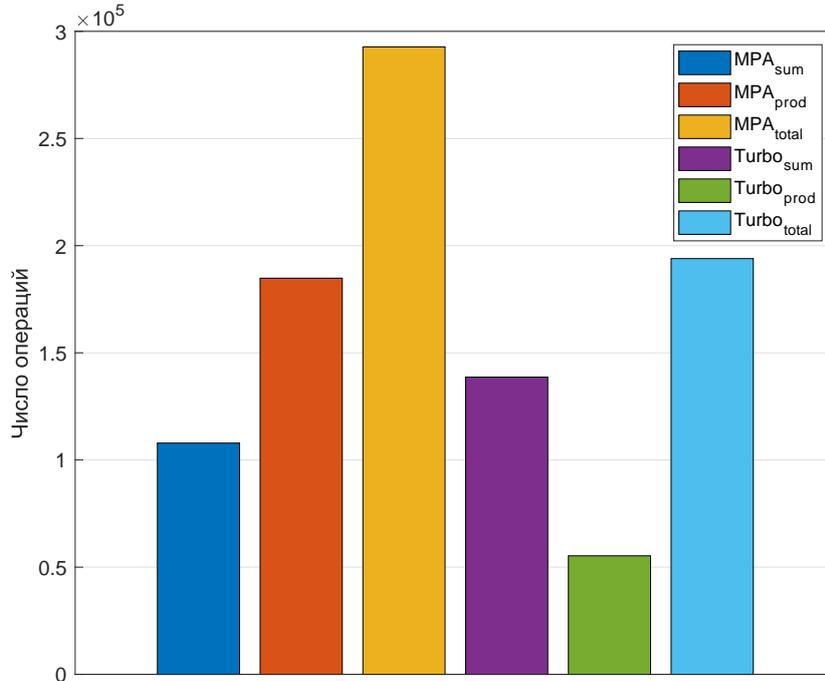


Рис. 4. Число операций для демодуляции группового сигнала SCMA с помощью алгоритма МРА и предлагаемого турбоалгоритма.

На рисунке 4 представлены значения числа операций, необходимых для реализации алгоритмов демодуляции группового сигнала NOMA для схемы SCMA. Сравнивается число операций для предлагаемого турбоалгоритма демодуляции и алгоритма МРА [28], [29]. Результаты получены для следующих условий: 16 абонентов, 12 ресурсов, 4 абонента в одном ресурсе, модуляция QPSK, число итераций i_{max} .

Как видно из рисунка 4 при одинаковом числе итераций число операций умножения для алгоритма МРА в 3,3 раза больше по сравнению с предлагаемым турбоалгоритмом, при этом число операций сложения для алгоритма МРА в 1,3 раза меньше. По общему числу операций алгоритм МРА проигрывает турбоалгоритму в 1,5 раза. Похожая тенденция наблюдается для схемы PDMA, помехоустойчивость которой рассматривается далее.

6.2. Помехоустойчивость

Для анализа характеристик помехоустойчивости предлагаемого турбоалгоритма было проведено его статистическое моделирование на ЭВМ [31], [32], [33], [34]. Для сравнения исполь-

зовался алгоритм МРА для случая системы PDMA [18] со следующей конфигурацией: 16 абонентов, 12 ресурсов, 4 пользователя в одном ресурсе, модуляция QPSK, турбокодирование со скоростью 1/2, релейские замирания в радиоканале.

На рисунке 5 для рассматриваемых алгоритмов демодуляции приведены зависимости средней битовой ошибки (Bit Error Rate – BER) с учетом и без учета помехоустойчивого кодирования для разного числа итераций от отношения сигнал/шум на бит.

Как видно из рисунка 5 помехоустойчивость алгоритма МРА при росте ОСШ ухудшается. Для случая с кодированием характеристики алгоритма МРА не сходятся к характеристикам турбоалгоритма. Для случая без учета кодирования при увеличении числа итераций до 5 характеристики алгоритма МРА приближаются к характеристикам турбоалгоритма при 2 итерациях. При одинаковом числе итераций алгоритм МРА проигрывает предлагаемому турбоалгоритму примерно 1,8 дБ при 2 итерациях и 0,9 дБ при 3 итерациях. При этом для предлагаемого турбоалгоритма ухудшение для второй итерации по сравнению с третьей составляет всего лишь 0,15 дБ – можно ограничиться двумя итерациями.

Таким образом, на основании проведенного моделирования можно сделать вывод о том, что разработанный турбоалгоритм по сравнению с алгоритмом МРА обеспечивает лучшие характеристики при меньшем числе итераций, что дополнительно упрощает реализацию алгоритма.

7. ВЫВОДЫ

В будущих системах беспроводной связи при массовом подключении абонентских устройств особенно острой становится проблема спектральной эффективности при высоких требованиях к надежности и энергетической эффективности таких систем. Проведен большой объем исследований в области методов цифровой обработки сигналов, направленных на повышение спектральной эффективности систем 5G и 6G, в частности с помощью внедрения в них технологии NOMA. Основным препятствием на пути внедрения технологии NOMA является высокая сложность алгоритмов обработки сигналов, особенно на приемной стороне.

В данной статье на основе обобщенной модели групповых сигналов NOMA рассматриваются известные оптимальный и квазиоптимальные алгоритмы демодуляции. С помощью статистической теории синтеза разработан новый алгоритм приёма сигналов в системах связи с неортогональным множественным доступом, основанный на последовательной обработке ФП. По сравнению с наиболее распространенным известным демодулятором МРА, применяемым для систем неортогонального множественного доступа, предложенный демодулятор обладает более простой реализацией. Снижение сложности обработки особенно актуально для применения систем NOMA в сценариях IoT и M2M систем мобильной связи будущих поколений.

В статье предлагается итерационный многошаговый алгоритм демодуляции, а также турбоалгоритм демодуляции групповых сигналов для систем NOMA, основанные на последовательной обработке наблюдений. Предлагаемые алгоритмы предназначены для использования в системах множественного доступа, в которых используются разреженные сигналы, т.е. кодовые последовательности или шаблоны.

По сравнению с известным итерационным алгоритмом МРА предлагаемый турбоалгоритм обладает меньшей вычислительной сложностью (примерно в 1,5 раза) при одинаковом числе итераций, а также обладает лучшими характеристиками помехоустойчивости при меньшем числе итераций, что позволяет сократить общую сложность обработки примерно в 3 раза. Кроме того, турбоалгоритм обладает лучшей устойчивостью и сходимостью по сравнению с алгоритмом МРА.

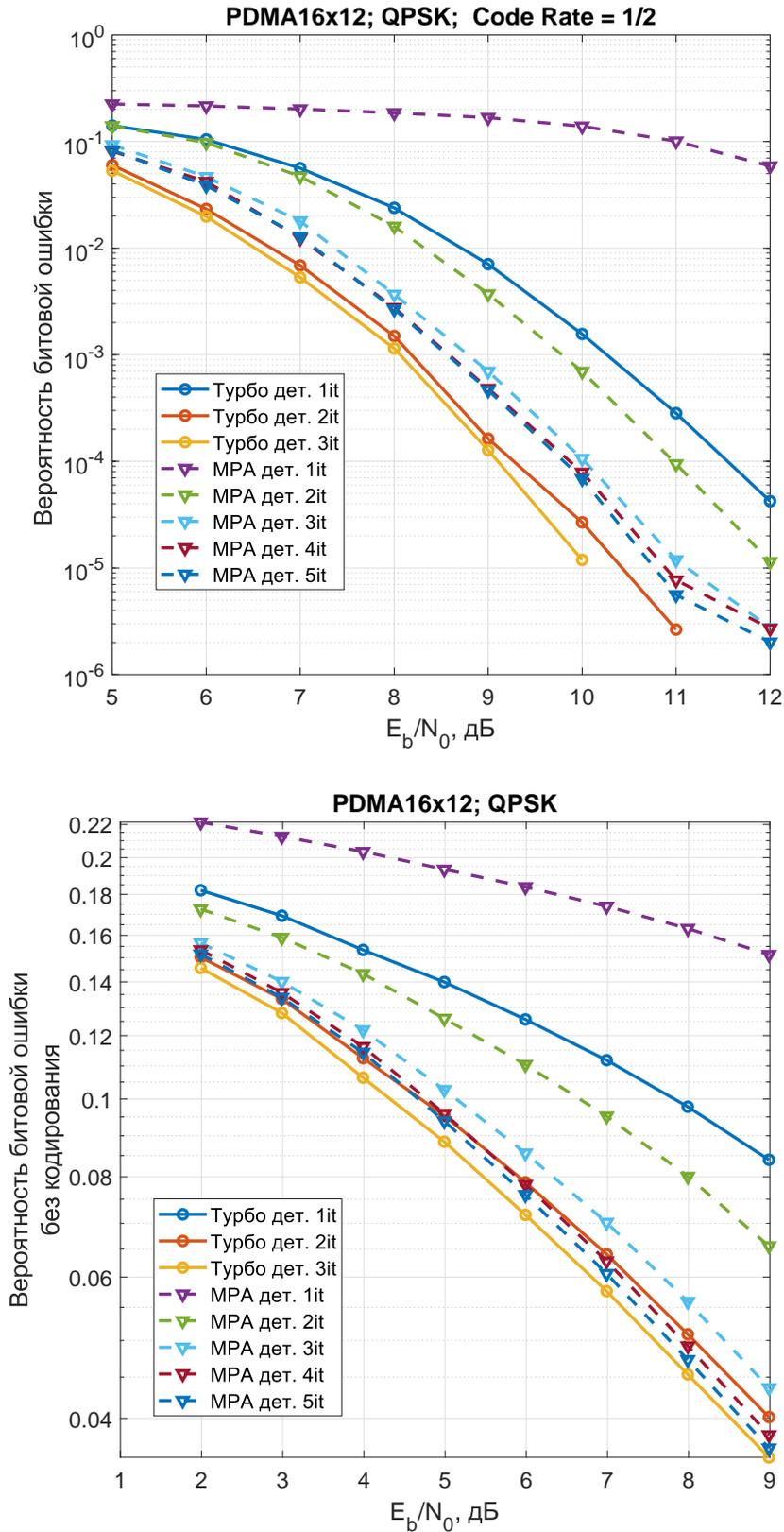


Рис. 5. Зависимости средней битовой ошибки с учетом кодирования и без учета кодирования от отношения сигнал/шум на бит.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shirvanimoghaddam M., Dohler M., and Johnson S. J., Massive Non-Orthogonal Multiple Access for Cellular IoT: Potentials and Limitations, – IEEE Communications Magazine, Sept. 2017, vol. 55, no. 9, pp. 55–61.
2. Vaezi M., Poor H.V., Ding, Z. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond, Springer, 2019.
3. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия-Телеком, 2018, 280 с.
4. Ding Z., et al., Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks, – IEEE Commun. Mag., Feb. 2017, vol. 55, no. 2, pp. 185–191.
5. Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Нелинейные итерационные алгоритмы многопользовательской демодуляции. Радиотехника, 2004, no. 8, стр. 42–46.
6. Liu Y., et al., Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond, – Proceedings of the IEEE, Dec. 2017, vol. 105, no. 12, pp. 2347–2381.
7. 3GPP TR 38.812 V16.0.0 (2018-12), Technical Report, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for NR (Release 16), 2018.
8. Yuan Y., Yuan Z., Tian L. 5G Non-Orthogonal Multiple Access Study in 3GPP, – IEEE Communications Magazine, July 2020, vol. 58, no. 7, pp. 90–96.
9. Бакулин М.Г., Бен Режеб Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Смирнов А.Э. Технология NOMA с кодовым разделением в 3GPP: 5G или 6G – Т-Сomm: Телекоммуникации и транспорт, 2022, Т. 16, no. 1, стр. 4–14.
10. Han S., et al., Energy Efficiency and Spectrum Efficiency Co-Design: From NOMA to Network NOMA, IEEE Multimedia Commun. Technical Committee E-Letter, 2014, vol. 9, no. 5, pp. 21–22.
11. Dai L., Wang B., Ding Z., Wang Z., Chen S., and Hanzo L., A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G, – IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, vol. 20, no. 3, pp. 2294–2323.
12. Makki B., Chitti K., Behravan A., Alouini M. A Survey of NOMA: Current Status and Open Research Challenges, – IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, vol. 1, pp. 179–189.
13. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.П. Неортогональный множественный доступ: основные направления и возможности – Цифровая обработка сигналов, 2020, no. 4, стр. 21–350.
14. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений Изд. 2-е, переработанное, дополненное. М.: Сов. радио, 1970.
15. Wang P., et al., Comparison of orthogonal and nonorthogonal approaches to future wireless cellular systems, – IEEE Veh. Technol. Mag., Sep. 2006, vol. 1, no. 3, pp. 4–11.
16. Nikopour H., and Baligh H. Sparse code multiple access, – IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013, pp. 332–336.
17. 3GPP, R1-1802767, Signature design for NoMA, Ericsson, RAN1-92, Athens, Feb. 2018.
18. Chen S., Ren B., Gao Q., Kang S., Sun S., Niu K. Pattern Division Multiple Access, A Novel Nonorthogonal Multiple Access for Fifth-Generation Radio Networks. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4), pp. 3185–3196.
19. Hoshyar R., Wathan F.P., and Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems Over AWGN Channel, – IEEE Transactions on Signal Processing, April 2008, vol. 56, no. 4, pp. 1616–1626.
20. Meng X., Wu Y., Chen Y., and Cheng M. Low Complexity Receiver for Uplink SCMA System via Expectation Propagation, – IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2017, pp. 1–5.

21. Luo F.L., Zhang C.J. Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations., Wiley-IEEE Press, 2016.
22. Yan C., Harada A., Benjebbour A., Lan Y., Li A., and Jiang H., Receiver Design for Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA), – Proc. of 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Glasgow, UK, 2015, pp. 1–6.
23. Adnan S., Fu Y., Ahmed J.S., Naveed J., Asif R., Ghulam A. An improved CoSaMP multiuser detection for uplink grant free NOMA system, 2020, vol. 11, no. 4, pp. 831–836.
24. Бакулин М.Г., Бен Р.Т.Б.К., Крейнделин В.Б., Смирнов А.Э. Снижение вычислительной сложности детектирования сигнала в системах ММО – Электросвязь, 2021, no. 3, стр. 22–27.
25. Khorov E., Kureev A., Levitsky I., and Akyildiz I.F., Prototyping and Experimental Study of Non-Orthogonal Multiple Access in Wi-Fi Networks, – IEEE Network, July/August 2020, vol. 34, no. 4, pp. 210–217.
26. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991.
27. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Григорьев В.А., [и др.]. Байесовское оценивание с последовательным отказом и учетом априорных знаний – Радиотехника и электроника, 2020, Т. 65, no. 3, стр. 257–266.
28. Xiao B., Xiao K., Zhang S., Chen Z., Xia B., and Liu H. Iterative detection and decoding for SCMA systems with LDPC codes, – International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2015, pp. 1–5.
29. Liu J., Wu G., Li S., Tirkkonen O. On Fixed-Point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals, – IEEE Wireless Communications Letters, June 2016, vol. 5, no. 3, pp. 324–327.
30. Бакулин М.Г. Турбообработка сигналов: теория и приложения – Научные технологии, 2003, no. 3, стр. 18–26.
31. Luo Q., Gao P., Liu Z., Xiao L., Mheich Z., Xiao P., Maaref A. 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.
32. Bakulin M.G., Kreyndelin V.B., Pankratov D.Y., Stepanova A.G., Iterative Massive MIMO Demodulation Method with Non-Gaussian Approximation, – J. Commun. Technol. Electron., 2022, vol. 67, no. 6, pp. 740–746
33. Ben Rejeb T., Bakulin M.G., Kreyndelin V.B., Pankratov D.Y., and Smirnov A.E. Performance Analysis of Uplink Non-orthogonal Multiple Access (NOMA), – Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2022, pp. 1–5.
34. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю., Степанова А.Г. Новый подход к задачам ММО-детектирования и многопользовательской демодуляции. Информационные процессы, 2021, Т. 21, no. 2, стр. 93–107.
35. Kschischang F.R., Frey B.J., Loeliger H., Factor Graphs and the Sum-Product Algorithm, – IEEE Transactions on Information Theory, 1998, vol. 47, pp. 498–519.

Turbo demodulation algorithm for NOMA systems

M.G. Bakulin, T.B.K. Ben Rejeb, V.B. Kreyndelin, D.Yu. Pankratov, A.E. Smirnov

Recently, developers of future generation communication systems have shown great interest in NOMA (Non-orthogonal Multiple Access) technology as a candidate for the spectral efficiency and capacity increase of such systems. Communication systems using NOMA technology belong to the class of so-called overloaded systems (in contrast to OMA systems), since the number of users in them significantly exceeds the number of orthogonal resources. The price for increasing the number of users due to the non-orthogonality of signals

is an increase in the complexity of subscribers signals processing. This article discusses well-known reception algorithms with different complexity, and proposes a new less complex demodulator that takes into account the discrete nature of NOMA signals and uses sequential turbo processing procedure for demodulation.

KEYWORDS: NOMA system, 5G, 6G, non-orthogonal access, demodulation, turbo processing, turbo algorithm for demodulation