

DOI: 10.18721/JCSTCS.12405
УДК 621.391.8

ИТЕРАТИВНЫЙ ПРИЁМ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ

А.В. Рашич, С.В. Горбунов

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Для приёма кодированных SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями предложен итеративный алгоритм приёма, основанный на совместном применении ZF-эквалайзера эквивалентного OFDM-сигнала, алгоритма BCJR для демодуляции и декодирования сверточного кода. Проведен анализ помехоустойчивости приёма SEFDM-сигнала в многолучевых каналах с замираниями EPA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz. Оценка помехоустойчивости приёма SEFDM-сигналов в условиях канала с замираниями выполнялась методами имитационного моделирования при условии идеального знания канала на стороне приёмного устройства. Описанный метод приёма обеспечивает низкую вероятность ошибки при относительно небольшом энергетическом проигрыше по сравнению с приёмом аналогичных ортогональных систем сигналов. Вычислительная сложность предложенного метода растет линейно при увеличении частоты. Разработанный метод применим как для малого, так и для большого числа поднесущих в сигнале.

Ключевые слова: OFDM, NOFDM, SEFDM, неортогональные многочастотные сигналы, 5G, BCJR, каналы с замираниями.

Ссылка при цитировании: Рашич А.В., Горбунов С.В. Итеративный приём многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением в каналах с замираниями // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12. № 4. С. 58–71. DOI: 10.18721/JCSTCS.12405

Статья открытого доступа, распространяемая по лицензии CC BY-NC 4.0 (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>)

ITERATIVE RECEIVER OF SEFDM SIGNALS IN FADING CHANNELS

A.V. Rashich, S.V. Gorbunov

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

An iterative receiver of SEFDM signal for the case of fading channel is proposed. The algorithm is based on the BCJR algorithm demodulator and soft decision decoder of convolutional code. Also the equivalent representation of SEFDM as OFDM with

reduced number of subcarriers is used for equalization. The proposed algorithm provides small BER with relatively small energy loss compared to equivalent OFDM system. A study of SEFDM signals behavior in frequency selective fading channel is done. The proposed algorithm have computational complexity linearly increasing with the number of subcarriers and are applicable for any number of subcarriers in the multicarrier signal.

Keywords: OFDM, NOFDM, SEFDM, Multicarrier FTN, 5G, BCJR, fading channels.

Citation: Rashich A.V., Gorbunov S.V. Iterative receiver of SEFDM signals in fading channels. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2019, Vol. 12, No. 4, Pp. 58–71. DOI: 10.18721/JCSTCS.12405

This is an open access article under the CC BY-NC 4.0 license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>)

Введение

Большое распространение в современных широкополосных беспроводных системах передачи данных (WiFi-a, g, n, ac, ax, LTE, DVB-T2, 5G) получили многочастотные сигналы с ортогональным частотным уплотнением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM). Для дальнейшего увеличения скорости передачи необходимо повышать частотную эффективность систем сигналов. В качестве одной из альтернатив OFDM для использования в стандартах связи следующих поколений рассматривается метод неортогонального частотного уплотнения, получивший в англоязычной научной литературе название Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM). SEFDM-сигналы формируются из ортогональных сигналов путем уменьшения расстояния между поднесущими частотами в $1/\alpha$ раз, где α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, тем самым повышая спектральную эффективность [1, 10].

В отличие от OFDM, в случае SEFDM-сигналов возникает взаимная интерференция между поднесущими (внутрисимвольная интерференция), вследствие которой использование алгоритмов, разработанных для приёма OFDM-сигналов (когда демодуляция выполняется независимо на каждой поднесущей), приводит к наличию несократимой средней вероятности ошибки на бит (СВО на бит) $< 10^{-2}$ для

SEFDM-сигналов с параметром $\alpha < 7/8$. Следовательно, внутрисимвольная интерференция на приёмной стороне должна быть устранена или снижена до приемлемого значения. Известными подходами для решения задачи компенсации внутрисимвольной интерференции SEFDM-сигналов в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) являются алгоритм последовательного подавления помех [2], алгоритм на основе принципов сферического декодирования [3], линейные алгоритмы, заключающиеся в инверсии матрицы, описывающей внутрисимвольную интерференцию сигнала [4].

В работе [5] предложен демодулятор, основанный на алгоритме BCJR (назван по имени авторов Bahl, Cocke, Jelinek и Raviv) [6], особенностью которого является то, что в процессе приёма SEFDM-сигнала учитывается интерференция от ограниченного количества соседних поднесущих. Алгоритм сферического декодирования [11, 12], изначально предложенный для декодирования помехоустойчивых кодов, решает систему линейных уравнений методом максимального правдоподобия при заданных ограничениях на область поиска [13, 14]. Использование такого алгоритма для демодуляции SEFDM-сигналов обеспечивает результаты, близкие к демодуляции по методу максимального правдоподобия, но имеет высокую сложность и, таким обра-

зом, применимо только для SEFDM-сигналов с небольшим (5–10) количеством поднесущих. Алгоритмы последовательного подавления помех и линейные алгоритмы имеют низкую вычислительную сложность, но при этом их использование ведет к наличию несократимой средней вероятности ошибки на бит (СВО на бит) $\approx 10^{-3}$ для сигналов с параметром $\alpha < 4/5$. Демодулятор, основанный на алгоритме BCJR, обеспечивает приемлемую производительность и низкую СВО на бит, обладая вычислительной сложностью, растущей линейно от количества поднесущих.

Приём SEFDM-сигналов в условиях канала с замираниями рассмотрен в [7–9]. Работы [7, 8] обобщают использование алгоритма сферического декодирования для совместной эквализации и демодуляции SEFDM-сигнала. Более того, в указанных работах анализ был сделан только для упрощенных моделей канала с постоянными коэффициентами передачи импульсного отклика канала. В [9] предложен алгоритм эквализации, основанный на рассмотрении SEFDM-сигнала как OFDM-сигнала с меньшим в $1/\alpha$ количеством поднесущих (эквивалентный OFDM-сигнал) и новыми точками в сигнальном созвездии. Для обработки такого сигнала можно применять алгоритмы эквализации, предложенные для классических OFDM-сигналов. При этом для демодуляции сигнала использован алгоритм BCJR. Недостатком подхода, предложенного в [9], является наличие несократимой СВО на бит $\approx 10^{-3}$ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha < 5/8$.

В современных сетях связи, как правило, используются методы помехоустойчивого кодирования, позволяющие применять итеративные схемы приёма сигналов. В [5] предложена итеративная схема приёма SEFDM-сигнала, кодированного сверточным кодом, в канале с АБГШ, а итеративный приёмник основан на использовании алгоритма BCJR для демодуляции и декодирования и позволяет уменьшить энергетический проигрыш по сравнению с приёмом OFDM-сигнала с

тем же помехоустойчивым кодом до значений менее 1 дБ для СВО на бит = 10^{-4} .

При этом на данный момент не проанализировано сохраняет ли итеративная схема приёма свою эффективность в случае распространения сигнала в каналах с частотно-селективными замираниями. Более того, отсутствует анализ эффективности работы итеративного приёмника SEFDM-сигналов в сочетании с эквалайзером.

В настоящей статье выполнен анализ помехоустойчивости приёма SEFDM-сигналов, кодированного сверточным кодом, в канале с частотно-селективными замираниями, при использовании итеративного алгоритма приёма, основанного на совместном применении ZF-эквалайзера эквивалентного OFDM-сигнала, алгоритма BCJR для демодуляции и декодирования сверточного кода. При этом для моделирования итеративного приёма использованы каналы с замираниями, предложенные в стандарте связи LTE (Long Term Evolution).

Системная модель

Комплексную огибающую многочастотного сигнала с N поднесущими частотами на интервале времени $[0, T]$ в основной полосе частот можно записать следующим образом:

$$s(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{j2\pi\Delta f kt}, t \in [0; T], \quad (1)$$

где C_k – манипуляционный символ k -й поднесущей, Δf – частотный разнос между соседними поднесущими.

В случае классического OFDM-сигнала частотный разнос $\Delta f = 1/T$; если $\Delta f = \alpha/T < 1/T$, где $0 < \alpha < 1$, то $s(t)$ является SEFDM-сигналом, а коэффициент α называется коэффициентом частотного уплотнения. Таким образом, для OFDM-сигналов $\alpha = 1$.

В дискретном времени комплексную огибающую многочастотного сигнала (1) можно представить в следующем виде:

$$s_n = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{j2\pi\frac{kn}{N}}, n = 0 \dots L-1, \quad (2)$$

где частота дискретизации $F_s = 1/\Delta t = N\Delta f$ и $T/\Delta t = N\alpha = L$, то есть количество отсчетов на длительности одного символа у дискретных SEFDM-сигналов в $1/\alpha$ раз меньше, чем у OFDM-сигналов.

При этом для уменьшения влияния наложения спектров соседних по частоте сигналов используются защитные интервалы по частоте:

$$C_k = 0 \text{ при } k \in [0; N_{GL_left} - 1] \text{ и } k \in [N - N_{GL_right}; \bar{N} - 1], \quad (3)$$

где N_{GL_left} – количество неиспользуемых поднесущих «слева» в области отрицательных частот, N_{GL_right} – количество неиспользуемых поднесущих «справа» в области положительных частот.

Из (2) следует, что отсчеты многочастотного сигнала s_n могут быть получены в результате выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) размерности N от последовательности модуляционных символов $\{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ с последующим усечением получаемой на выходе ОДПФ последовательности до L отсчетов (рис. 1) [15].

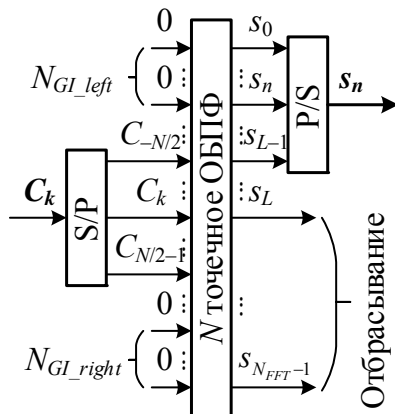


Рис. 1. Структурная схема алгоритма формирования SEFDM-сигналов

Fig. 1. The structure of SEFDM signal generator

Выражение (2) можно представить в виде умножения вектор-столбца $\vec{c} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ на матрицу $F_{L \times N}^{-1}$, где $F_{L \times N}^{-1}$ – это матрица преобразования Фурье размерности N , выход которого усечен до длины L :

$$\vec{s} = F_{L \times N}^{-1} \times \vec{c}. \quad (4)$$

В случае многолучевого распространения сигнал достигает приёмника разными путями, каждый из которых является копией оригинала. Копии переданного сигнала на входе приёмника имеют разные фазовые сдвиги и среднюю мощность. В данной работе модель канала представлена линейным дискретным фильтром с конечной импульсной характеристикой h (отклик канала), на выходе которого к сигналу добавляется АБГШ. Таким образом, принятый SEFDM-сигнал может быть представлен как

$$r_i = \sum_{j=0}^{J-1} s_{i-j} h_j + w_i, \quad (5)$$

где J – количество путей распространения сигнала; h_j – коэффициенты импульсной характеристики канала; w_i – отсчеты АБГШ. В случае рэлеевских замираний h_j представляют собой комплексные случайные числа с гауссовским распределением.

Как и в случае с OFDM-сигналами, для борьбы с эффектами замираний сигнала в канале связи в системе с SEFDM-сигналами целесообразно использование защитного интервала в виде циклического префикса, который представляет собой копию последних L_{CP} отсчетов, добавленных перед сигналом. Его длина L_{CP} должна быть, по крайней мере, не меньше максимальной длительности импульсного отклика канала. Тогда выражение (5) может быть рассмотрено как циклическая свертка и записано следующим образом:

$$\vec{r} = \mathbf{H}_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w} = \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}, \quad (6)$$

где $\mathbf{H}_{L \times L}$ – это матрица размера $L \times L$, состоящая из циклически сдвинутых последовательностей $\vec{h} = \{h_j\}_{j=0}^{L-1}$. Системная модель представлена на рис. 2. Она состоит из блока помехоустойчивого кодирования, модулятора, формирователя многочастотного сигнала, многолучевого канала с АБГШ и приёмной части. В свою очередь приёмная часть состоит из двух основных блоков: блока компенсации эффектов канала (эквалайзер) (рис. 3) и блока демодуляции и декодирования (рис. 4).

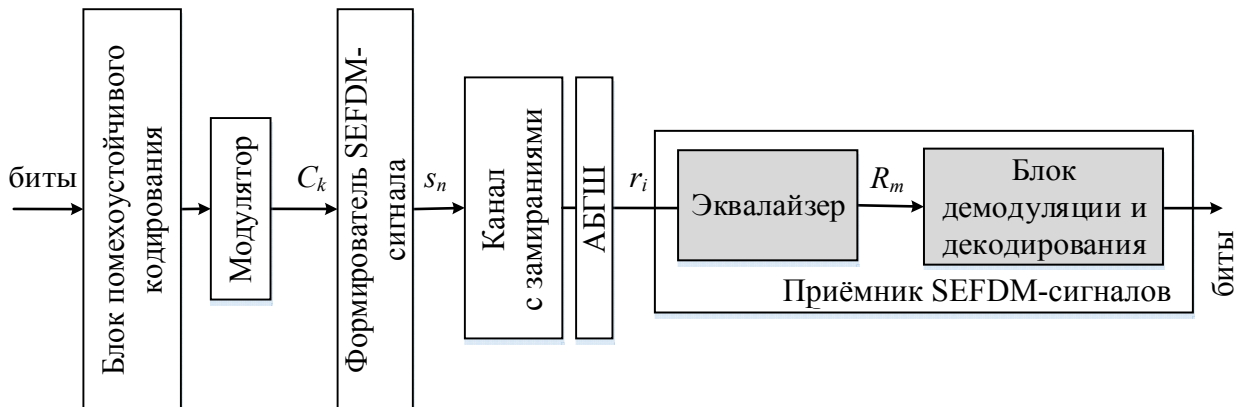


Рис. 2. Системная модель

Fig. 2. System model

Приёмник SEFDM-сигналов

Приём многочастотных сигналов осуществляется в частотной области по спектральным отсчетам $\{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$, представляющим собой выход дискретного преобразования Фурье размерности N сигнала $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$ (обратная к (4) операция):

$$\vec{r}^{DFT} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}^{DFT}. \quad (7)$$

Выражение (7) в отсутствие канала с замираниями и шума выглядит как

$$\vec{r}^{DFT} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{c}. \quad (8)$$

То есть отсчеты $\vec{r}^{DFT} = \{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$ могут быть представлены как

$$R_m = \sum_{i=0}^{L-1} s_n e^{j2\pi \frac{nm}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{n(k-m)}{N}} = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k g_{k-m}, \quad m = -N/2 \dots N/2-1, \quad (9)$$

где отсчеты $g_k = \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$ (ДПФ прямоугольного окна).

Таким образом, $\vec{r}^{DFT} = \{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$ представляют собой свертку последовательности модуляционных символов $\vec{c} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ и последовательности $\vec{g} = \{g_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$. В [5] показано, что последовательность $\vec{g} = \{g_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$, имеющая длину N , может быть аппроксимирована последовательностью меньшей дли-

ны K (типичные значения $K = 3, 5, 7$), а для демодуляции использован алгоритм, основанный на алгоритме BCJR.

В случае каналов с замираниями для использования алгоритмов демодуляции SEFDM-сигналов, разработанных для условий каналов с АБГШ, необходимо предварительно компенсировать эффект распространения в канале: свести матрицу $\mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$ к $\mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$. Заметим, что SEFDM-сигнал ($\alpha < 1$) может быть представлен через эквивалентный OFDM-сигнал с L ортогональными поднесущими. При этом поднесущие модулированы комплексными символами $\{S_k\}_{k=0}^{L-1}$, представляющими собой L -точечное ДПФ сигнала $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$ [9, 16]:

$$S_k = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{j2\pi \frac{kn}{L}}, \quad k = 0 \dots (L-1); \quad (10)$$

$$s_n = \sum_{i=0}^{L-1} S_k e^{j2\pi \frac{nk}{L}}, \quad n = 0 \dots (L-1). \quad (11)$$

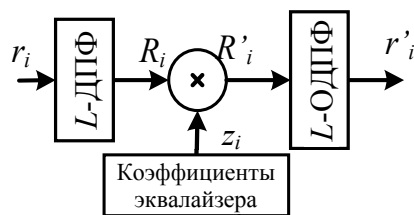


Рис. 3. Блок компенсации эффектов канала (эквалайзер)

Fig. 3. Equalizer

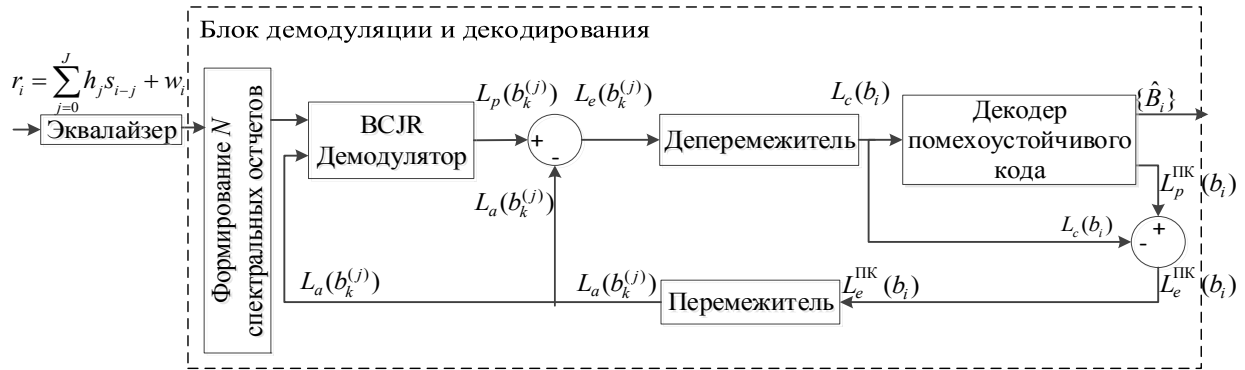


Рис. 4. Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приёма SEFD-сигналов с использованием эквалайзера

Fig. 4. The proposed iterative receiver of SEFD-signals with equalizer

Используя представление SEFD-сигнала в виде эквивалентного OFDM-сигнала, в [9] предложен алгоритм компенсации эффектов канала, аналогичный используемым в системах связи с OFDM и осуществляющий независимую эквализацию каждой поднесущей эквивалентного OFDM-сигнала S_k . Таким образом, блок компенсации эффектов канала включает в себя обратное дискретное преобразование Фурье (переход к спектральным отсчетам $\{S_k\}_{k=0}^{L-1}$) и прямое дискретное преобразование Фурье размерности L (рис. 3) и состоит из следующих шагов:

- ДПФ размерности L ;
- эквализация (выравнивание частотной характеристики);

ОДПФ размерности L .

В данной статье коэффициенты эквалайзера рассчитываются при условии идеального знания канала на приёмном устройстве следующим образом:

$$Z_i = \frac{1}{H_i} = \frac{H_i^*}{|H_i|}, \quad (12)$$

где H_i представляет собой коэффициент передачи канала на i -й поднесущей S_n , который может быть найден как $H_i = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} h_n e^{j2\pi \frac{in}{L}}$, $i = 0 \dots (L-1)$.

Входом алгоритма BCJR является последовательность эквализированных спектральных отсчетов SEFD-символа [16, 17], а результатом работы алгоритма – последовательность мягких решений канальных битов в виде логарифмов отношения правдоподобия (Log-Likelihood Ratio – LLR [18]) $L_p(b_k^{(j)})$, где $b_k^{(j)}$ – j -й бит переданного манипуляционного символа C_k . Далее $L_p(b_k^{(j)})$ используются в качестве мягких решений на входе декодера.

Вероятность ошибки на выходе декодера можно уменьшить с помощью перехода к итеративной схеме приёма [19, 20]. В такой схеме на каждой следующей итерации решение с выхода декодера поступает на вход блока демодуляции, где выступает в роли априорной информации о канальных битах. Разработанный демодулятор на основе алгоритма BCJR принимает информацию об априорных вероятностях канальных битов $L_a(b_k^{(j)})$.

При отсутствии априорной информации (перед первой итерацией итеративного алгоритма приёма) данные отношения определяются нулевым значением.

Одной из основных проблем алгоритмов итеративного приёма является проблема коррелированности мягких решений канальных битов, повышающаяся при

увеличении количества итераций. Для снижения коррелированности мягких решений в итеративном алгоритме приёма SEFDM-сигналов используются перемежения/деперемежения и внешняя информация о канальных битах в виде логарифмов отношения правдоподобия канальных битов на входе декодера вместо $L_p(b_k^{(j)})$, представляющие собой разность между $L_p(b_k^{(j)})$ и $L_a(b_k^{(j)})$:

$$L_e(b_k^{(j)}) = L_p(b_k^{(j)}) - L_a(b_k^{(j)}). \quad (13)$$

При отсутствии априорной информации на первой итерации $L_a(b_k^{(j)}) = 0$ и $L_e(b_k^{(j)}) = L_p(b_k^{(j)})$. Для алгоритмов декодирования помехоустойчивых кодов внешние логарифмы отношения правдоподобия вычисляются в соответствии с выражением:

$$L_e^{ПК}(b_i) = L_p^{ПК}(b_i) - L_c(b_i). \quad (14)$$

То есть внешняя информация представляет собой информацию, полученную в процессе демодуляции SEFDM-сигналов или декодирования без учета априорной информации на входе блоков демодуляции или декодирования.

Таким образом, итеративная процедура приёма (рис. 4) включает в себя следующие шаги: ВСJR демодулятор SEFDM-сигнала, деперемежитель, декодер помехоустойчивого кода и перемежитель. Используя отношения правдоподобия на выходе ВСJR демодулятора и априорную информацию, вычисляются логарифмы отношения правдоподобия $L_e(b_k^{(j)}) = L_p(b_k^{(j)}) - L_a(b_k^{(j)})$, которые перемежаются и поступают на вход декодера. Выходом декодера являются либо отношения правдоподобия $L_p^{ПК}(b_i)$, либо жесткие решения. Отношения правдоподобия $L_p^{ПК}(b_i)$ используются для расчета априорной информации демодулятора на следующей итерации в виде логарифмов отношения правдоподобия $L_a(b_k^{(j)})$ (представляют собой

перемеженные $L_e^{ПК}(b_i) = L_p^{ПК}(b_i) - L_c(b_i)$). На последней итерации выходом декодера являются жесткие решения (биты).

Заметим, что в случае, когда общее количество поднесущих N является степенью числа 2, а L – нет, формирование SEFDM-сигнала на стороне передатчика и формирование N спектральных отсчетов на стороне приёмника возможно с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье с прореживанием по частоте или времени, вычислительная сложность которого равняется $O(\text{Mog}_2 N)$. При этом L -точечные ДФТ и ОДФТ для процесса эквализации могут быть эффективно вычислены с помощью алгоритма Блуштейна, вычислительная сложность которого пропорциональна $O(\text{Mog}_2 M)$, где $M > 2N - 1$ и $M = 2^q$.

Результаты моделирования

Для оценки помехоустойчивости приёма SEFDM-сигналов с параметрами $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$ реализована имитационная модель в среде MATLAB. Количество используемых поднесущих частот $N_n = 200$, общее количество поднесущих частот с учетом защитных интервалов $N = 256$. Количество учитываемых алгоритмом демодуляции коэффициентов $K = 3$. При моделировании использовался помехоустойчивый несистематический сверточный код со скоростью $1/2$, с кодовым ограничением 3 и структурой отводов сдвигового регистра, задаваемой вектором (5, 7) в восьмеричном представлении. В качестве алгоритма декодирования этого кода выступает алгоритм ВСJR. Относительный доверительный интервал равняется 0,1, доверительная вероятность 0,99.

В качестве моделей каналов с замираниями использованы многолучевые каналы с замираниями EPA (Extended Pedestrian A model), EVA (Extended Vehicular A model), ETU (Extended Typical Urban model), представленные в стандарте связи LTE. Значения задержек и относительных мощностей лучей для данных каналов приведены в табл. 1–3.

Таблица 1
Значения задержек и относительных мощностей лучей для канала EPA

Table 1
Path delays and relative power for EPA LTE channel

Задержка луча, нс	Относительная мощность, дБ
0	0,0
30	-1,0
70	-2,0
90	-3,0
110	-8,0
190	-17,2
410	-20,8

Таблица 2
Значения задержек и относительных мощностей лучей для канала EVA

Table 2
Path delays and relative power for EVA LTE channel

Задержка луча, нс	Относительная мощность, дБ
0	0,0
30	-1,5
150	-1,4
310	-3,6
370	-0,6
710	-9,1
1090	-7,0
1730	-12,0
2510	-16,9

Таблица 3
Значения задержек и относительных мощностей лучей для канала ETU

Table 3
Path delays and relative power for ETU LTE channel

Задержка луча, нс	Относительная мощность, дБ
0	-1,0
50	-1,0
120	-1,0
200	0,0
230	0,0
500	0,0
1600	-3,0
2300	-5,0
5000	-7,0

Вследствие того, что канал системы связи LTE характеризуется наличием подвижных передатчиков, приёмников и отражателей, на все лучи, представленные в табл. 1–3, оказывает влияние эффект Доплера. В данной работе для моделирования использованы каналы EPA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz с максимальным доплеровским сдвигом частоты 5, 70 и 70 Гц соответственно.

На рис. 5 а приведены кривые помехоустойчивости приёма SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ в канале EPA 5Hz. После первой итерации энергетический проигрыш по сравнению с приёмом OFDM-сигнала с тем же помехоустойчивым кодом более 10 дБ с несократимой СВО на бит $\approx 10^{-3}$. После второй итерации энергетический проигрыш уменьшается до 5 дБ, при этом тенденция к наличию несократимой СВО на бит исчезает. Третья итерация позволяет уменьшить энергетический проигрыш алгоритма приёма SEFDM-сигнала по сравнению с приёмом OFDM-сигнала еще на $\approx 0,5$ дБ. Заметим, что для значения $E_b/N_0 = 35$ дБ отношение СВО на бит для SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ после первой итерации и для OFDM-сигнала ≈ 100 . После третьей итерации данное отношение уменьшается до значения < 3 .

Рис. 5 б показывает, что для $\alpha = 3/4$ использование второй итерации при приёме SEFDM-сигналов даёт минимальный энергетический выигрыш (менее 0,1 дБ). Таким образом, применение алгоритма итеративного приёма становится нецелесообразным для SEFDM-сигналов с высокими значениями α .

На рис. 5 в представлены кривые помехоустойчивости приёма SEFDM-сигналов с параметрами $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$ для случая $K = 3$ и третьей итерации. Заметим, что для сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ демодулятор с параметром $K = 5$ эквивалентен демодулятору с параметром $K = 3$ из-за равенства нулю коэффициентов последовательности $\vec{g} = \{g_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ с индексом $k = \pm 2$ [5]. Помехоустойчивость приёма сигнала растёт с увеличением параметра α . Энергетический

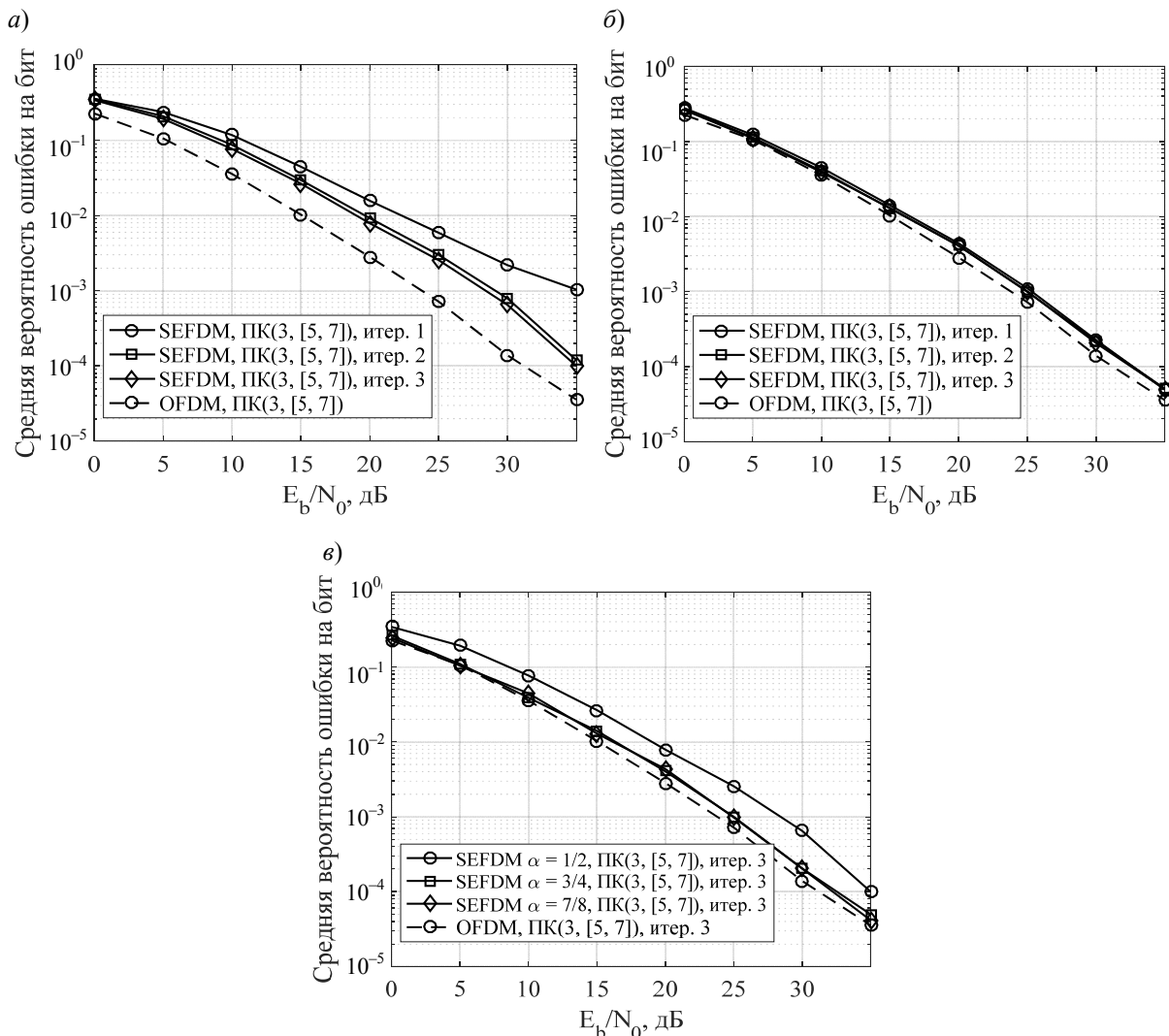


Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz, $K = 3$:
 а – $\alpha = 1/2$; б – $\alpha = 3/4$; в – $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, итерация 3

Fig. 5. BER performance of SEFDM-signals in EPA LTE channel, $K = 3$, $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

проигрыш приёма SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ по сравнению с приёмом SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и тем же помехоустойчивым кодом составляет менее 3 дБ для значения СВО на бит = 10^{-4} . При этом энергетический выигрыш приёма SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 7/8$ по сравнению с приёмом SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ составляет менее 0,5 дБ для значения СВО на бит = 10^{-4} .

На рис. 6 представлены характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигнала в канале EPA 5Hz. для случая $K = 7$. Для параметров $\alpha = 3/4, 7/8$ и третьей итерации (рис. 6 б, в) энергетический выигрыш от-

носительно случая $K = 3$ составляет менее 0,5 дБ. Для параметра $\alpha = 1/2$ и первой итерации при использовании демодулятора с параметром $K = 7$ (рис. 6 а) энергетический проигрыш по сравнению с помехоустойчивостью приёма OFDM-сигналов с тем же помехоустойчивым кодом уменьшается до 8 дБ в области СВО на бит $\approx 10^{-3}$. При этом для третьей итерации энергетический выигрыш относительно случая $K = 3$ составляет менее 0,5 дБ как и для сигналов с параметром $\alpha = 3/4, 7/8$. Таким образом, эффективность итеративного приёма уменьшается с увеличением параметра K .

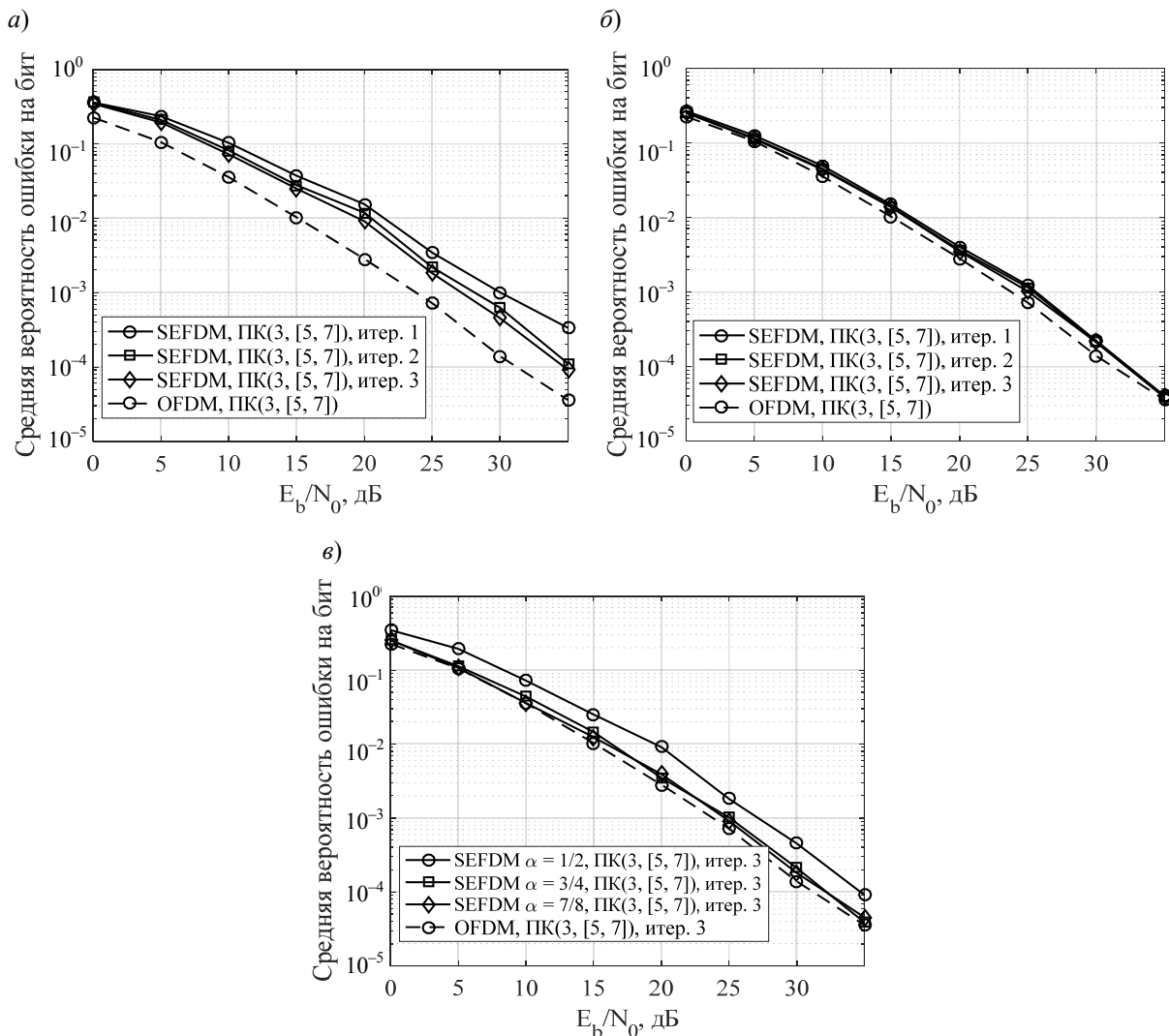


Рис. 6. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz, $K = 7$:
 а - $\alpha = 1/2$; б - $\alpha = 3/4$; в - $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, итерация 3

Fig. 6. BER performance of SEFDM-signals in EPA LTE channel, $K = 7$, $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

На рис. 7 и 8 представлены характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигнала для случая $K = 3$ в каналах EVA 70Hz и ETU 70Hz соответственно. В обоих случаях высокое значение доплеровского сдвига частоты ведет к несократимой СВО на бит для $< 10^{-3}$ при приеме OFDM-сигнала. При этом для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 1/2$ использование второй итерации позволяет уменьшить уровень несократимой ошибки примерно в два раза с $4 \cdot 10^{-3}$ до $2 \cdot 10^{-3}$ для канала EVA 70Hz (рис. 7 а) и с $6 \cdot 10^{-3}$ до $3 \cdot 10^{-3}$ для канала ETU 70Hz

(рис. 8 а). Для SEFDM-сигналов с параметрами $\alpha = 3/4$ и $\alpha = 7/8$, как и в случае с каналом EPA 5Hz, при использовании второй итерации для каналов EVA 70Hz и ETU 70Hz энергетический выигрыш составляет менее 0,1 дБ (рис. 7 а, б и 8 а, б). При этом энергетический проигрыш относительно приема OFDM-сигнала при значениях сигнал-шум, для которых отсутствует наличие несократимой ошибки, составляет менее 3 дБ при параметре $\alpha < 7/8$ как для канала EVA 70Hz, так и для канала ETU 70Hz.

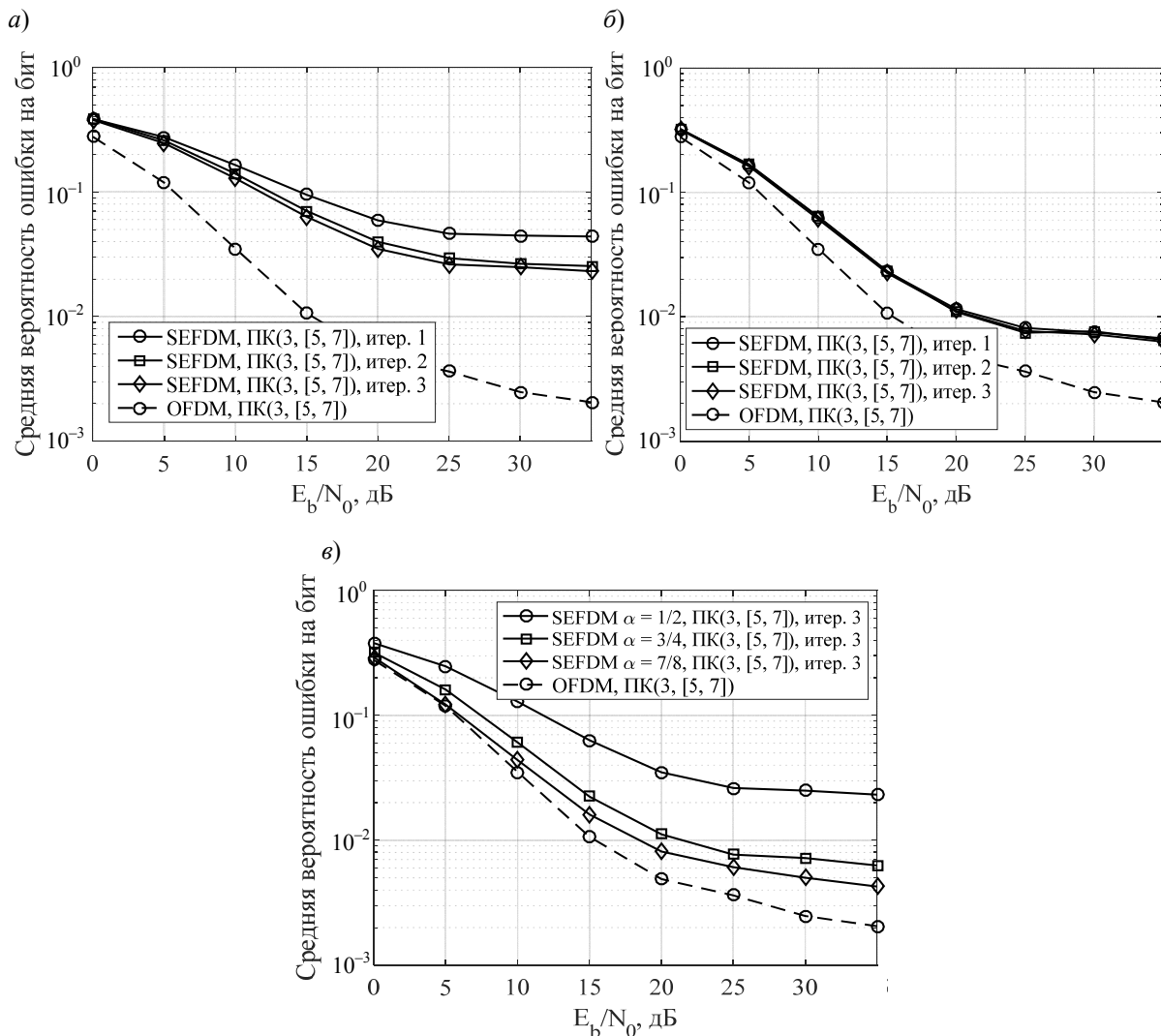


Рис. 7. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EVA 70Hz, $K = 3$:

$a - \alpha = 1/2$; $b - \alpha = 3/4$; $v - \alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, итерация 3

Fig. 7. BER performance of SEFDM-signals in EVA LTE channel, $K = 3$, $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

Заключение

Проведен анализ эффективности итеративного приёмника SEFDM-сигналов, функционирующего в сочетании с эквалайзером в каналах с частотно-селективными замираниями. Для приёма кодированных SEFDM-сигналов в канале с частотно-селективными замираниями предложен итеративный алгоритм приёма, основанный на совместном применении ZF-эквалайзера эквивалентного OFDM-сигнала, алгоритма BCJR для демодуляции и декодирования сверточного кода. Проведен анализ помехо-

устойчивости приёма SEFDM-сигнала в многолучевых каналах с замираниями EPA 5Hz, EVA 70Hz, ETU 70Hz, который показал, что итеративный метод приёма в случае SEFDM-сигналов с невысокими значениями параметра α уменьшает энергетический проигрыш по сравнению с приёмом OFDM-сигналов до 5 дБ в случае канала EPA 5Hz. При этом для $E_b/N_0 = 35$ дБ отношение СВО на бит для SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ и для OFDM-сигнала уменьшается до значения не больше трех. Для каналов EVA 70Hz, ETU 70Hz

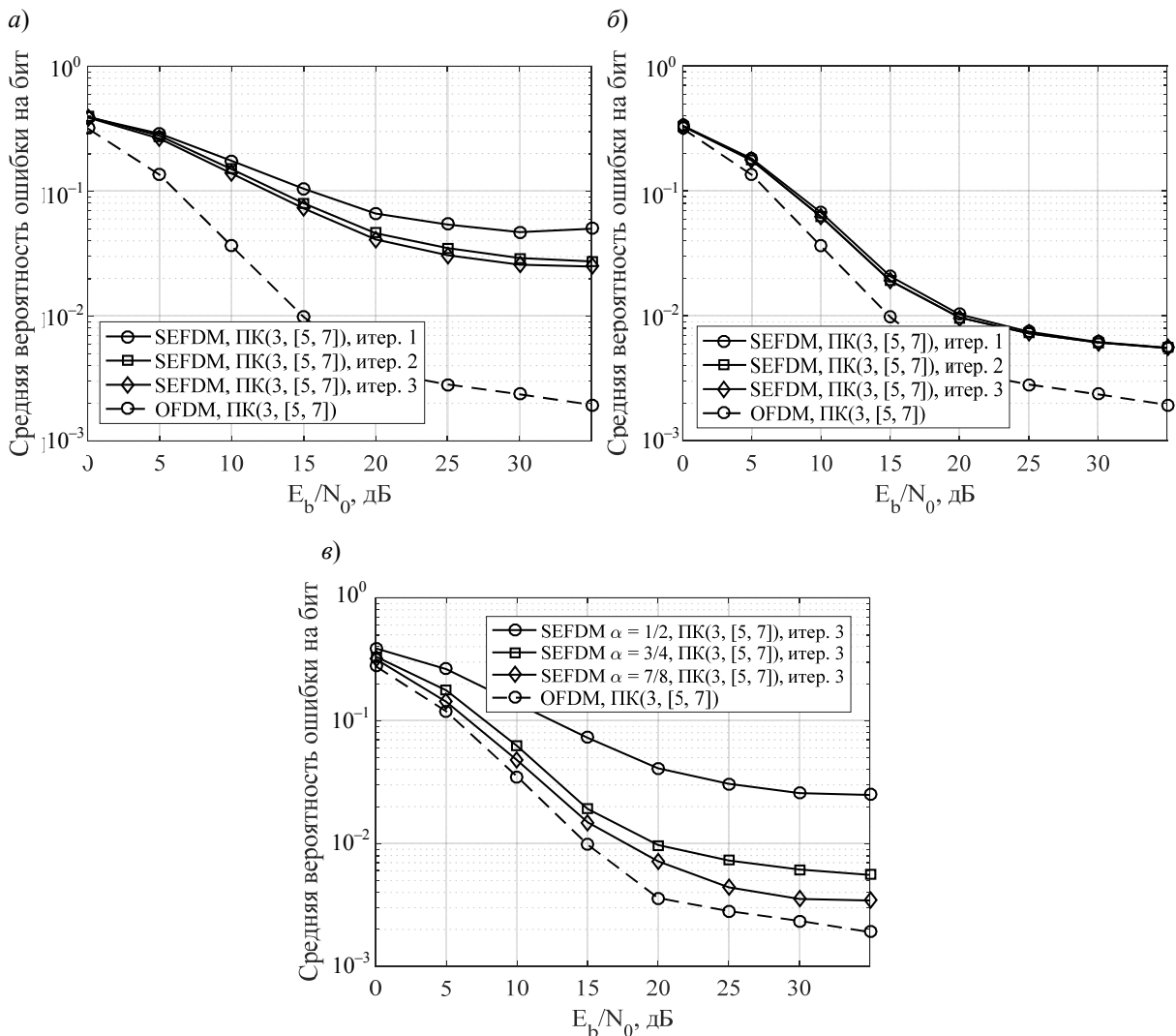


Рис. 8. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале ETU 70Hz, $K = 3$:
 а - $\alpha = 1/2$; б - $\alpha = 3/4$; в - $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, итерация 3

Fig. 8. BER performance of SEFDM-signals in ETU LTE channel, $K = 3, \alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

использование итеративного метода приёма в случае SEFDM-сигналов с невысокими значениями параметра α позволяет уменьшить несократимую СВО на бит приблизительно в два раза. При этом, как было показано в [5], в случае канала АБГШ для СВО на бит = 10^{-4} третья итерация позволяет уменьшить энергетический проигрыш по сравнению с приёмом OFDM-сигналов до 1 дБ.

Кроме того, в отличие от работы итеративного приёмника SEFDM-сигнала с тем же сверточным кодом в канале АБГШ [5], для сигналов с высокими значениями па-

раметра α (3/4, 7/8) энергетический выигрыш от использования итеративной схемы приёма в каналах с замираниями составляет менее 0,1 дБ, что делает ее применение нецелесообразным.

Таким образом, в канале с замираниями итеративный приём менее эффективен, чем в канале с АБГШ, что может быть объяснено влиянием процедуры эквализации на спектральную плотность мощности шума и, как следствие, распределением логарифмов правдоподобий канальных битов на входе демодулятора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I.** Spectrally efficient FDM signals: Bandwidth gain at the expense of receiver complexity // Proc. of the IEEE Internat. Conf. on Communications, 2009.
2. **Dasalukunte D., Rusek F., Owall V.** An iterative decoder for multicarrier faster than-Nyquist signaling systems // Proc. of IEEE Internat. Conf. on Communications. Cape Town, 2010.
3. **Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I.** Analysis of suboptimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system // Proc. of the Cranfield Multi-Strand Conference. Cranfield University, 2009. Pp. 505–510.
4. **Ahmed S., Darwazeh I.** Inverse discrete Fourier transform-discrete Fourier transform techniques for generating and receiving spectrally efficient frequency division multiplexing signals // American J. of Engineering and Applied Sciences. 2011. Vol. 4. Pp. 598–606.
5. **Rashich A., Kislitsyn A., Fadeev D., Tan Ngoc Nguyen** FFT-based trellis receiver for SEFDM signals // Global Communications Conf. 2016. IEEE.
6. **Bahl L., Cocke J., Jelinek F., Raviv J.** Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate // IEEE Transactions on Information Theory. 1974. Vol. IT-20(2). Pp. 284–287.
7. **Chorti A., Kanaras I., Rodrigues M.R.D., Darwazeh I.** Joint channel equalization and detection of spectrally efficient FDM signals // 2010 IEEE 21st Internat. Symp. on Personal Indoor and Mobile Radio Communications.
8. **Isam S., Darwazeh I.** Robust channel estimation for spectrally efficient FDM system // Proc. 19th Int. Conf. Telecommun. 2012. Pp. 1–6.
9. **Rashich A.V., Gorbunov S.V., Urvantsev A.S.** Performance of SEFDM-signals in frequency selective Rayleigh channel // Radiotekhnika. 2018. No. 1. Pp. 57–62.
10. **Zavjalov, S.V., Ovsyannikova, A.S., Lavrenyuk, I.I., Volvenko, S.V., Makarov, S.B.** Application of optimal finite-length signals for overcoming “Nyquist Limit” // Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics). 2018. 11118 LNCS. Pp. 172–180.
11. **Pohst M.** On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima and reduced basis with applications // ACM SIGSAM Bull. 1981. Vol. 15. Pp. 37–44.
12. **Fincke U., Pohst M.** Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis // Mathematics of Computation. 1985. Vol. 44. Pp. 463–471.
13. **Hassibi B., Vikalo H.** On the sphere-decoding algorithm I // Expected complexity. IEEE Transactions on Signal Processing. 2005. Vol. 53. No. 8. Pp. 2806–2818.
14. **Hassibi B., Vikalo H.** On the sphere-decoding algorithm II. Generalizations, Second-order statistics, and applications to communications // IEEE Transactions on Signal Processing. 2005. Vol. 53. No. 8. Pp. 2819–2834.
15. **Kislitsyn A., Rashich A., Tan N.** Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT // Proc. of the 14th Internat. Conf. NEW2AN 2014 and 7th Conf. ruSMART 2014. 8638 LNCS. Pp. 488–501.
16. **Rashich A., Gorbunov S.** ZF equalizer and trellis demodulator receiver for SEFDM in fading channels // 26th Internat. Conf. on Telecommunications. 2019. Pp. 1–4.
17. **Rashich A., Kislitsyn A., Gorbunov S.** Trellis demodulator for pulse shaped OFDM // 2018 IEEE Internat. Black Sea Conf. on Communications and Networking, Batumi, 2018. Pp. 1–4.
18. **Robertson P., Hoeher P., Villebrun E.** A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the logdomain // Proc. of the IEEE Internat. Conf. on Communications. 1999. Vol. 2. Pp. 1009–1013.
19. **Bauch G., Franz V.** A comparison of soft-in/soft-out algorithms for turbo-detection // Proc. of the Intern. Conf. on Telecomm. 1994.
20. **Tschler M., Koetter R., Singer A.C.** Turbo equalization: Principles and new results // IEEE Transactions on Communications. 2002. Vol. 50. No. 5.

Статья поступила в редакцию 25.07.2019.

REFERENCES

1. **Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I.** Spectrally efficient FDM signals: Bandwidth gain at the expense of receiver complexity. *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, 2009.
2. **Dasalukunte D., Rusek F., Owall V.** An iterative decoder for multicarrier faster than-Nyquist signaling systems. *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Cape Town, 2010.

3. **Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M., Darwazeh I.** Analysis of suboptimum detection techniques for a bandwidth efficient multi-carrier communication system. *Proceedings of the Cranfield Multi-Strand Conference*. Cranfield University, 2009, Pp. 505–510.
4. **Ahmed S., Darwazeh I.** Inverse discrete Fourier transform-discrete Fourier transform techniques for generating and receiving spectrally efficient frequency division multiplexing signals. *American Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2011, Vol. 4, Pp. 598–606.
5. **Rashich A., Kislitsyn A., Fadeev D., Tan Ngoc Nguyen** FFT-based trellis receiver for SEFDM signals. *Global Communications Conference 2016. IEEE*.
6. **Bahl L., Cocke J., Jelinek F., Raviv J.** Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate, *IEEE Transactions on Information Theory*, 1974, Vol. IT-20(2), Pp. 284–287.
7. **Chorti A., Kanaras I., Rodrigues M.R.D., Darwazeh I.** Joint channel equalization and detection of spectrally efficient FDM signals. *2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*.
8. **Isam S., Darwazeh I.** Robust channel estimation for spectrally efficient FDM system. *Proceedings of the 19th International Conference on Telecommun.*, 2012, Pp. 1–6.
9. **Rashich A.V., Gorbunov S.V., Urvantsev A.S.** Performance of SEFDM-signals in frequency selective Rayleigh channel. *Radiotekhnika [Radioengineering]*, 2018, No. 1, Pp. 57–62.
10. **Zavjalov, S.V., Ovsyannikova, A.S., Lavrenyuk, I.I., Volvenko, S.V., Makarov, S.B.** Application of optimal finite-length signals for overcoming “Nyquist Limit”. *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, 2018, 11118 LNCS, Pp. 172–180.
11. **Pohst M.** On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima and reduced basis with applications. *ACM SIGSAM Bull.*, 1981, Vol. 15, Pp. 37–44.
12. **Fincke U., Pohst M.** Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis. *Mathematics of Computation*, 1985, Vol. 44, Pp. 463–471.
13. **Hassibi B., Vikalo H.** On the sphere-decoding algorithm I. *Expected complexity. IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, Vol. 53, No. 8, Pp. 2806–2818.
14. **Hassibi B., Vikalo H.** On the sphere-decoding algorithm II. Generalizations, Second-order Statistics, and Applications to Communications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, Vol. 53, No. 8, Pp. 2819–2834.
15. **Kislitsyn A., Rashich A., Tan N.** Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT. *Proceedings of the 14th International Conference NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014*, 8638 LNCS, Pp. 488–501.
16. **Rashich A., Gorbunov S.** ZF equalizer and trellis demodulator receiver for SEFDM in fading channels. *26th International Conference on Telecommunications*, 2019, Pp. 1–4.
17. **Rashich A., Kislitsyn A., Gorbunov S.** Trellis demodulator for pulse shaped OFDM. *IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking*, Batumi, 2018, Pp. 1–4.
18. **Robertson P., Hoehner P., Villebrun E.** A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the logdomain. *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, 1999, Vol. 2, Pp. 1009–1013.
19. **Bauch G., Franz V.** A comparison of soft-in/soft-out algorithms for turbo-detection. *Proceedings of the International Conference Telecomm.* 1994.
20. **Тьчлер М., Koetter R., Singer A.C.** Turbo equalization: Principles and new results. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, Vol. 50, No. 5.

Received 25.07.2019.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

РАШИЧ Андрей Валерьевич
RASHICH Andrey V.
 E-mail: andrey.rashich@gmail.com

ГОРБУНОВ Сергей Викторович
GORBUNOV Sergey V.
 E-mail: serggv91@gmail.com