

**Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций**

На правах рукописи

Горбунов Сергей Викторович

**Алгоритмы с ограниченной вычислительной сложностью когерентного
приема неортогональных многочастотных сигналов в каналах с
замираниями**

Направление подготовки 11.06.01 Электроника, радиотехника и системы
связи

Код и наименование

Направленность 11.06.01-01 Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Код и наименование

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Горбунов С. В.
Научный руководитель: ученое звание,
к.т.н, Рашич А. В.

Санкт Петербург – 2019

Научно-квалификационная работа выполнена в ВШ/на кафедре Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

- Директор ВШ/Зав.каф. : – *Величко Елена Николаевна,*
кандидат технических наук,
доцент
- Научный руководитель: – *Рашич Андрей Валерьевич,*
кандидат технических наук,
доцент
- Рецензент: – *Кислицын Александр Борисович,*
кандидат технических наук,
ООО НПП «Новые технологии
телекоммуникаций»,
начальник отдела комплексов
обработки сигналов, к.т.н.

С научным докладом можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте Электронной библиотеки СПбПУ по адресу: <http://elib.spbstu.ru>

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы

Большинство современных сетей беспроводного широкополосного доступа (Wi-Fi, LTE, DVB-T2) основано на применении на физическом уровне сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (OFDM). Одним из способов увеличения скорости передачи является повышение частотной эффективности сигнала. Одной из альтернатив OFDM является метод неортогонального частотного уплотнения, получивший в англоязычной научной литературе название Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (SEFDM). SEFDM-сигналы формируются из ортогональных сигналов путем уменьшения разноса между поднесущими частотами в $1/\alpha$ раз, где α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот. При этом между данными, передаваемыми поднесущими частотами, возникает взаимная интерференция, которая должна быть устранена на приемном устройстве. Для решения этой задачи были предложены такие алгоритмы как метод сферического декодирования, алгоритм BCJR (по первым буквам фамилий его изобретателей: Bahl, Cocke, Jelinek и Raviv).

Заметим, что в реальных системах связи на пути распространения сигнала обычно существуют различные препятствия, ведущи появлению множества лучей распространения сигнала с различной временной задержкой прихода, и, как следствие, к эффекту межсимвольной интерференции. В системах связи с многочастотными ортогональными OFDM-сигналами использование циклического префикса достаточной длины (большей, чем длина импульсной характеристики канала) позволяет рассматривать канал каждой поднесущей как канал с плоскими замираниями. Следовательно, становится возможным применение независимой эквализации каждой поднесущей в частотной области. В случае неортогональных SEFDM-сигналов такой подход в общем случае становится невозможным из-за существования взаимной интерференции между поднесущими. В работе I. Kanaras и I. Darwazeh был сделан анализ помехоустойчивости SEFDM-сигнала в наперед заданном многолучевом канале при использовании приемника SEFDM-сигналов на основе модифицированного процесса Грама-Шмидта (Iterative Modified Gram Schmidt (IMGS)) и сферического декодера, выполняющего процесс совместной эквализации и демодуляции. Такой алгоритм обладает экспоненциальной зависимостью вычислительной сложности от количества поднесущих частот N , что затрудняет возможность его реализации на основе современной программируемой элементной базы при $N > 40$. В работах Yiguang Wang и Yingjun Zhou было предложено использовать методы эквализации, работающие во временной области. Такие эквалайзеры также имеют высокую вычислительную сложность, которая растет пропорционально квадрату длины отклика многолучевого канала и пропорционально количеству поднесущих сигнала.

Также, одно из преимуществ OFDM-сигналов, являющееся следствием возможности независимой эквализации каждой поднесущей, – это простота реализации обработки сигналов при применении многоантенных приемников и передатчиков, получивших большое распространение в последнее время. Предложенные ранее алгоритмы эквализации SEFDM-сигналов не позволяют тривиально обобщить их для использования в системах связи с несколькими антеннами на передаче/приеме.

Таким образом, актуальной является проблема разработки алгоритмов приема SEFDM-сигналов, работающих в реалистичных каналах с замираниями, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной и при этом обеспечивающих достоверность приема сравнимую с достоверностью приема OFDM. Кроме того, актуальной является проблема разработки алгоритмов приема SEFDM-сигналов, обеспечивающих возможность их работы в многоантенных системах передачи информации.

Цель и задачи исследования

Целью работы является исследование поведения SEFDM-сигналов в условиях многолучевых каналов с частотно-селективными замираниями и разработка методов компенсации

эффектов, вызванных распространением сигнала через многолучевой канал с частотно-селективными замираниями, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот ниже, чем кубическую $O(N^3)$.

Для достижения данной цели в работе поставлены следующие **задачи**:

1. Анализ существующих алгоритмов когерентного приема сигналов SEFDM-сигналов в условиях их распространения в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями.

2. Разработка модифицированного оптимального когерентного алгоритма приема SEFDM-сигналов, основанного на совместной коррекции эффектов многолучевого канала с замираниями и демодуляции SEFDM-сигнала, и оценка энергетической и спектральной эффективности неортогональных многочастотных сигналов в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями, предложенных в стандарте связи LTE.

3. Разработка подоптимального когерентного алгоритма приема SEFDM-сигналов многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями, основанного на совместной коррекции эффектов канала с замираниями и демодуляции SEFDM-сигнала путем применения алгоритма BCJR.

4. Разработка алгоритма компенсации эффектов распространения SEFDM-сигналов в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих

5. Разработка итеративных алгоритмов приема SEFDM-сигналов в условиях распространения сигнала в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями при использовании в системе методов помехоустойчивого кодирования.

6. Разработка методов формирования и алгоритмом когерентного приема SEFDM-сигналов при использовании сигнала в системах многоантенной передачи и приема данных.

Научная новизна

1. Выполнена оценка помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями, предложенных в стандарте связи LTE, при малом количестве поднесущих частот и виде манипуляции QPSK.

2. Впервые предложен и разработан метод совместной коррекции эффектов распространения через многолучевой канал с частотно-селективными замираниями и демодуляции неортогональных многочастотных сигналов на основе алгоритма BCJR. Проведен анализ помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в многолучевом канале с частотно-селективными замираниями для различных значений коэффициента частотного уплотнения α .

3. Показана эквивалентность SEFDM-сигналов и OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих.

4. Впервые предложен и разработан метод коррекции эффектов распространения через многолучевой канал с частотно-селективными замираниями при когерентном приеме SEFDM-сигналов на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих $L = N\alpha$.

5. Предложены методы формирования и приема SEFDM-сигналов при применении многоантенных систем передачи данных.

Теоретическая и практическая значимость

Теоретическая значимость результатов работы состоит в том, что проанализирована помехоустойчивость приема неортогональных многочастотных сигналов в каналах с замираниями для различных значений количества поднесущих и коэффициента частотного уплотнения. Показана эквивалентность SEFDM-сигналов и OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих.

Практическая значимость результатов работы заключается в разработке структурных схем приема SEFDM-сигналов в условиях многолучевых каналов с частотно-селективными

замираниями. Применение SEFDM-сигналов позволяет при использовании разработанных алгоритмов приема более чем на 20% увеличить скорость передачи данных в современных телекоммуникационных системах с многочастотными сигналами, таких как LTE, WiFi, DVB, при переходе к неортогональному частотному уплотнению поднесущих частот с дополнительными энергетическими потерями не более 2 дБ.

Апробация работы

Материалы диссертационного исследования докладывались на следующих конференциях:

- 1.19-я Международная конференция. Цифровая обработка сигналов и ее применение, 2017.
 - 2.6th IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking 2018.
 - 3.41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP-2018
 - 4.42nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP-2019
 - 5.16th International Conference on Telecommunications ICT-2019
 - 6.International youth conference on electronics, telecommunications and information technologies (YETI-2019).
-

Публикации

- 1.*Рашич А.В., Горбунов С.В., Урванцев А.С* Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с частотно-селективными рэлеевскими замираниями // Радиотехника. 2018. № 1. С. 57-62.
 - 2.*Рашич А.В., Горбунов С.В* Итеративный прием многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2019,
 - 3.*S. Gorbunov, A. Rashich* BER Performance of SEFDM Signals in LTE Fading Channels // 2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Athens, 2018, pp. 1-4.
 - 4.*Rashich A, Gorbunov S* ZF equalizer and trellis demodulator receiver for SEFDM in fading channels // Proc. 16th Int. Conf. on Telecommunications (Hanoi, Vietnam), 2019
 - 5.*S. Gorbunov, A. Rashich* Spatial receive diversity for SEFDM based system // 2019 42nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Budapest, 2019, pp. 1-4.
 - 6.*S. Gorbunov* Joint trellis channel equalization and demodulation of SEFDM signals // 2019 International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies (YETI-2019), St. Petersburg, 2019, pp. 1-6.
 - 7.*Andrey Rashich; Alexandr Kislitsyn; Sergei Gorbunov* Trellis Demodulator for Pulse Shaped OFDM // 2018 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Batumi, 2018, pp. 1-4.
-

Представление научного доклада: основные положения

1.Разработанный алгоритм совместной коррекции эффектов распространения через многолучевой канал с частотно-селективными замираниями и демодуляции неортогональных многочастотных сигналов на основе алгоритма BCJR обеспечивает энергетический проигрыш не более 3 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

2.Разработанный алгоритм приема неортогональных многочастотных сигналов на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального

многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих и последующей компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR обеспечивает энергетический проигрыш не более 2 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

3. Разработанный итеративный алгоритм приема неортогональных многочастотных сигналов с помехоустойчивым кодированием на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих и последующей компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR энергетический проигрыш не более 5 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 1/2$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

4. Переход к многоантенным системам передачи данных сохраняет энергетический проигрыш на уровне не более 2 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} для сигналов параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении кратко обосновывается актуальность исследования, приведены цель и задачи работы, научная новизна работы, положения, выносимые на защиту, раскрывается содержание основных разделов работы.

В первом разделе приведено представление непрерывных и дискретных спектрально-эффективных многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM-сигнал) в непрерывном и дискретном времени, а также выражения для определения их пик-фактора, представлены базовые структурные схемы формирователей этих сигналов, сделан обзор существующих алгоритмов приема многочастотных в канале АБГШ и в каналах с замираниями.

Непрерывный многочастотный сигнал $s(t)$ в основной полосе частот на интервале времени $[0, T]$ может быть представлен как:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{j2\pi k \Delta f (t-nT)} a_T(t-nT), \quad t \in (-\infty; \infty) \quad (1)$$

где n – номер SEFDM-символа, C_k – значения комплексных модуляционных символов для k -ой поднесущей, Δf – разнесение соседних поднесущих частот, N – количество поднесущих частот, $a_T(t-nT)$ – огибающая сигнала, является финитной функцией и задает смещение сигнала во временной области. Чаще всего огибающая сигнала имеет прямоугольную форму и может быть представлена как:

$$a_T(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0; T] \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (2)$$

Одной из основных характеристик многочастотных сигналов является нормированное частотное разнесение соседних поднесущих частот:

$$\alpha = \Delta f T = \Delta f / \Delta f_{orth} \quad (3)$$

В классических OFDM-сигналах $\alpha = 1$, то есть применяются ортогональные поднесущие, частоты которых выбираются из условия:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \cdot \sin(2\pi f_k t) dt = 0, k \neq l, \quad (4)$$

где T – период символа, f_k, f_l – несущие частоты каналов k и l .

В случае спектрально-эффективных неортогональных SEFDM-сигналов $\alpha < 1$, где α играет роль коэффициента частотного уплотнения: при уменьшении α ширина спектра уменьшается на $(1-\alpha)\%$ по сравнению с OFDM. При этом, возникает интерференция между поднесущими.

Определим спектр символа многочастотного сигнала. Обозначим спектр огибающей $a(t)$ в общем случае не прямоугольной формы в виде:

$$S_a(\omega) = \mathcal{F}\{a(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) e^{-j\omega t} dt \quad (5)$$

где символ \mathcal{F} – обозначает операцию преобразования Фурье. Так как для функции $e^{j2\pi k \Delta f t} \cdot a(t-nT)$ выполняются условия Дирихле ([1], [2]) и критерий абсолютной интегрируемости, то преобразование Фурье для нее существует и, следовательно, спектр $S(f)$ многочастотного сигнала $s(t)$ может быть вычислен как:

$$S(f) = \mathcal{F}\{s(t)\} = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k \mathcal{F}\{e^{j2\pi k \Delta f t} a_T(t-nT)\} \quad (6)$$

$$S(f) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S_a^k(f - k\Delta f) \quad (7)$$

Таким образом, спектр SEFDM-сигнала $s(t)$ – это сумма смещенных по частоте на Δf спектров $S_a^k(f)$ одночастотных сигналов, передаваемых на поднесущих частотах многочастотного сигнала. Следовательно, при уменьшении коэффициента α и, как следствие, Δf спектр многочастотного сигнала сужается.

В дискретном времени символ многочастотного сигнала с прямоугольной огибающей (1) можно представить в следующем виде:

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

где частота дискретизации $F_s = \Delta f N$, $L = T F_s = T / \Delta t = N \alpha$.

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

Принятый сигнал $r(t)$ для случая канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) может быть записан как

$$r(t) = s(t) + w(t) \quad t \in (-\infty; \infty) \quad (10)$$

где $w(t)$ представляет собой белый гауссов шум.

При обработке в дискретном времени принятый сигнал выглядит как сумма отсчетов SEFDM-символа s_n и отсчетов АБГШ w_n .

$$r_n = s_n + w_n \quad (11)$$

Как правило, демодуляция многочастотных сигналов осуществляется по спектральным отсчетам $\{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$, которые представляют собой выход дискретного преобразования Фурье размерности N сигнала $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$ (обратная к (9) операция), и в отсутствие шума выглядят как:

$$R_m = \sum_{i=0}^{L-1} s_i e^{j2\pi \frac{im}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} \frac{C_k}{N} \sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{n(k-m)}{N}}, \quad m = -N/2 \dots N/2-1. \quad (12)$$

Обозначив $\sum_{n=0}^{L-1} e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$ через g_k , (12) можно записать в следующем виде:

$$R_m = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k g_{k-m}. \quad (13)$$

Таким образом, для корректной демодуляции SEFDM-сигналов необходимо использовать один из алгоритмов, позволяющий устранить взаимную интерференцию между поднесущими.

Потенциально высокая энергетическая и спектральная эффективность SEFDM-сигналов может быть достигнута с помощью демодуляции по критерию максимального правдоподобия. Недостатком такого подхода является экспоненциальная зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот N . Линейные алгоритмы демодуляции SEFDM-сигнала обладают зависимостью вычислительной сложности от N вида N^m , $m > 1$. Однако, данные алгоритмы демонстрируют большой энергетический проигрыш по сравнению с ортогональными OFDM-сигналами. Компромисс между вычислительной сложностью и помехоустойчивостью приема SEFDM-сигналов обеспечивает алгоритм BCJR асимптотически оптимальный по критерию минимума апостериорной вероятности ошибки на бит.

В дискретном времени принятый SEFDM-сигнал в случае многолучевого канала с замираниями представляет собой:

$$r_i = \sum_{j=0}^{M-1} s_{i-j} h_j + w_i \quad (14)$$

В случае использования циклического префикса выражение (14) представляет собой циклическую свертку и может быть записано в виде произведения матрицы и вектора как:

$$\vec{r} = \mathbf{H}_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w} \quad (15)$$

где матрица $\mathbf{H}_{L \times L}$ состоит из циклически сдвинутых последовательностей $\vec{h} = \{h_j\}_{j=0}^{L-1}$:

$$\mathbf{H}_{L \times L} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_L \\ h_L & h_1 & \dots & h_{L-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_2 & h_3 & \dots & h_1 \end{pmatrix} \quad (16)$$

При использовании на приемной стороне N -точечного дискретного преобразования Фурье получим:

$$\vec{c}_{DFT} \approx \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \otimes \mathbf{F}_{N \times L}^{-1} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT} = \mathbf{G}_{N \times N} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT} \quad (17)$$

При этом, матрица $\mathbf{G}_{N \times N} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$ включает в себя как матрицу, отвечающую за влияние, оказанное прохождением через канал, так матрицу, отвечающую за взаимную интерференцию между поднесущими.

Также в первом разделе работы сформулирована цель и научные задачи диссертации.

Во втором разделе предложены алгоритмы приема SEFDM-сигналов в многолучевом канале с частотно-селективными замираниями, имеющие зависимость вычислительной сложности от числа поднесущих вида N^2 .

В случае, если L является степенью числа 2, удобно осуществить переход к L спектральным отсчетам воспользовавшись преобразованием Фурье размерности L . Тогда, принятый SEFDM-сигнал на выходе блока ДПФ при условии использования защитного интервала в виде циклического префикса представляет собой следующее выражение:

$$\vec{r}_{DFT} = \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT}, \quad (18)$$

где \vec{w}_{DFT} – это L -точечное дискретное преобразование Фурье вектора отсчетов АБГШ \vec{w} .

Учитывая факт того, что выражение $\mathbf{H}_{L \times L} \times \vec{s}$ представляет собой циклическую свертку сигнала и импульсной характеристики канала возможно применить теорему о свертке, которая говорит о том, что преобразование Фурье свертки двух функций равно поэлементному произведению их Фурье образов:

$$\vec{r}_{DFT} = \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT}, \quad (19)$$

где $\tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} = \text{diag}(\vec{h})$ – это диагональная матрица, состоящая из отсчетов канала $\vec{h} = \{h_k\}_{k=0}^{L-1}$ в частотной области (дискретное преобразование Фурье импульсной характеристики канала $h = \{h_j\}_{j=0}^{L-1}$).

Обозначив через $\vec{C} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ и учитывая, что $\vec{s} = \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{C}$ запишем (2.2) как:

$$\vec{r}_{DFT} = \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{C} + \vec{w}_{DFT} = \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{A}_{L \times N} \times \vec{C} + \vec{w}_{DFT}, \quad (20)$$

где матрица $\mathbf{A}_{L \times N} = \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$ может быть вычислена заранее.

Так как $\tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} = \text{diag}(\vec{h})$ – это диагональная матрица, то матрица $\tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{A}_{L \times N}$ может быть вычислена простым умножением каждой i -ой строки матрицы $\mathbf{A}_{L \times N}$ на соответствующий элемент диагонали матрицы $\tilde{\mathbf{H}}_{L \times L}$ h_i :

$$h_i \times \vec{a}_i \quad (21)$$

Тогда алгоритм приема SEFDM-сигналов, оптимальный по критерию максимума правдоподобия SEFDM-символа, может быть переписан в следующем виде:

$$\hat{\vec{c}} = \arg \min_{\vec{c} \in \mathcal{C}} \left\| \vec{r}_{DFT} - \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{A}_{L \times N} \times \vec{C} \right\|^2 \quad (22)$$

При использовании сферического декодера для уменьшения алгоритмической сложности выражение (2.5) принимает следующий вид:

$$\hat{\vec{c}} = \min_{\vec{c} \in \mathcal{C}} \left\| \vec{r}_{DFT} - \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{A}_{L \times N} \times \vec{C} \right\|^2, \quad \left\| \vec{r}_{DFT} - \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L} \times \mathbf{A}_{L \times N} \times \vec{C} \right\|^2 \leq d, \quad (23)$$

где d – наперед заданный радиус.

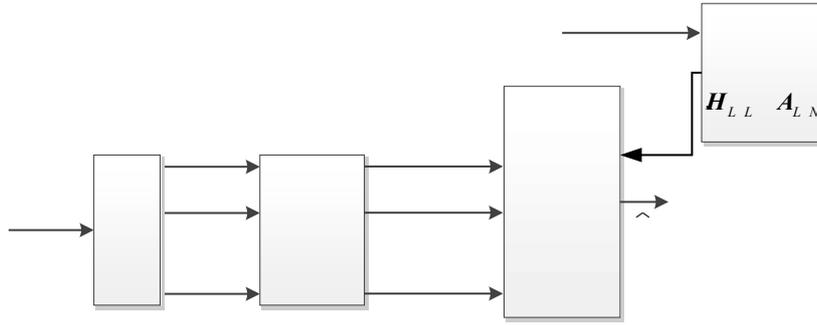


Рис. 1. Структурная схема разработанного алгоритма алгоритм совместной коррекции канала и демодуляция SEFDM-сигналов, оптимального по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ.

Отсчеты $\vec{r}_{DFT} = \{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$ могут быть представлены как сумма отсчетов АБГШ и линейной комбинации символов, передаваемых всеми поднесущими:

$$R_m = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k g_{mk} + w_m^{DFT}, \quad (24)$$

где коэффициенты g_{mk} являются элементами матрицы $\mathbf{G}_{N \times N} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{N \times L}^{-1}$ с индексом строки $m+N/2$ и индексом столбца $k+N/2$. Данные коэффициенты отвечают за уровень интерференции, оказываемой поднесущими SEFDM-сигнала. Пример нормированных значений g_{mk} для SEFDM-сигнала с числом поднесущих $N = 200$, $\alpha = 3/4$, многолучевого канала с замираниями ЕРА 5Hz и $m = 10$ представлен на рис. 2.

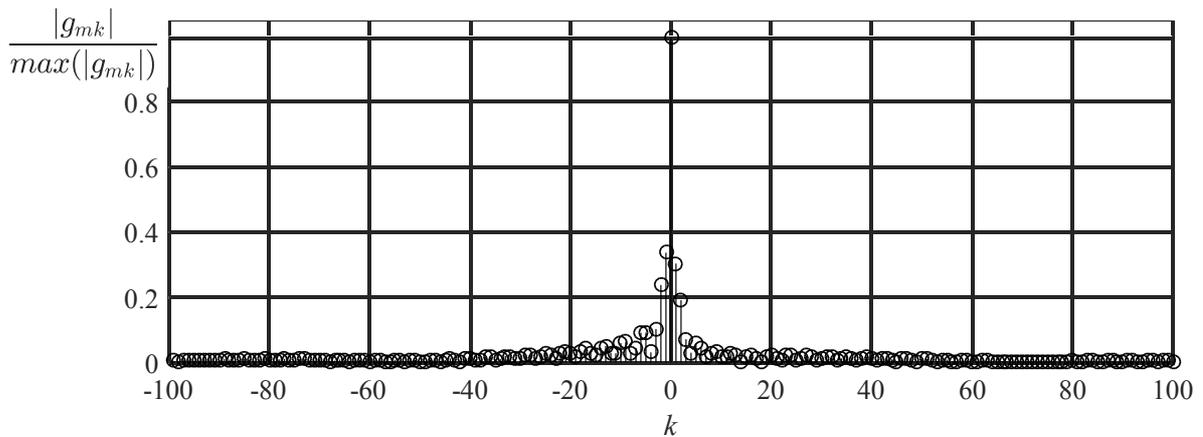


Рис. 2. Нормированная последовательность $|g_{mk}|$, $m = 10$, $N = 200$, $\alpha = 3/4$.

Процесс вычисления спектральных отсчетов SEFDM-символа на приемной стороне можно представить с помощью КИХ-фильтра, коэффициенты которого являются разными для каждого отсчета символа и, как следствие, марковским процессом с конечным числом исходов. Формирование сигнала марковским процессом может быть описано решетчатой диаграммой переходов.

Проблема оценки сигналов, описанных решетчатыми диаграммами переходов может быть решена с помощью алгоритма Витерби или алгоритма ВСJR.

Для дальнейшего анализа был сделан выбор в пользу алгоритма ВСJR, так его выходом являются мягкие решения о манипуляционных символах, что повышает эффективность работы декодера помехоустойчивого кода.

Запишем спектральные отчеты многочастотного сигнала в следующем виде:

$$S_k = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{-j2\pi \frac{kn}{L}} = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{j2\pi n \frac{k'-k/\alpha}{N}}, \quad k = 0 \dots (L-1) \quad (26)$$

Таким образом, спектральные отсчеты $\{S_k\}_{k=0}^{L-1}$ представляют собой линейную комбинацию манипуляционных символов $\{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$.

Заметим, что в то же время, SEFDM-сигнал ($\alpha < 1$) может быть представлен через эквивалентный OFDM-сигнал с L ортогональными поднесущими. При этом, поднесущие промодулированы комплексными символами $\{S_k\}_{k=0}^{L-1}$, представляющими собой L -точечное ДПФ сигнала $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$:

$$S_k = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{-j2\pi \frac{kn}{L}}, \quad k = 0 \dots (L-1) \quad (27)$$

$$s_n = \sum_{k=0}^{L-1} S_k e^{j2\pi \frac{nk}{L}}, \quad n = 0 \dots (L-1) \quad (28)$$

Как следует из (28) отсчеты эквивалентного OFDM-сигнала являются линейной комбинацией модуляционных символов, что может быть записано в матричной форме как:

$$\vec{S} = \mathbf{A}_{L \times N} \times \vec{C}, \quad (29)$$

где $\vec{C} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ представляет собой вектор-столбец, а $\mathbf{A}_{L \times N}$ – это матрица размерности $L \times N$:

$$\mathbf{A}_{L \times N} = \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}, \quad (30)$$

где $\mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$ – это матрица обратного дискретного преобразования Фурье размерности N , выход которого усечен до длины L , $\mathbf{F}_{L \times L}$ – матрица преобразования Фурье размерности L . Матрица преобразования Фурье представляет собой квадратную матрицу составленную из элементов $e^{j2\pi \frac{kn}{N}}$, где k – номер строки, n – номер столбца матрицы.

В случае OFDM-сигналов, $L = N$ и $\mathbf{A}_{N \times N} = \mathbf{F}_{N \times N} \times (\mathbf{F}_{N \times N})^{-1} = \mathbf{I}_{N \times N}$, где $\mathbf{I}_{N \times N}$ – квадратная единичная матрица размерности $N \times N$. Следовательно, отсчеты $\vec{S} = \{S_k\}_{k=0}^{L-1}$ и $\vec{C} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ совпадают друг с другом.

Таким образом, при приеме SEFDM-сигналов возможно использование тех же алгоритмов, что и в случае приема OFDM-сигнала, с последующим преобразованием оценки вектора \vec{S} в оценку вектора \vec{C} . Заметим, однако, что матрица $\mathbf{A}_{L \times N}$ имеет только L линейно независимых столбцов, и ее псевдообратной матрицы не существует.

Представление в виде эквивалентного OFDM-сигнала с пониженным количеством поднесущих позволяет применять для эквалализации подходы аналогичные тем, которые используются в системах связи с OFDM. Так как эквалайзер OFDM-сигналов работает в частотной области (спектральные отсчеты) блок компенсации эффектов канала включает в себя обратное дискретное преобразование Фурье и прямое дискретное преобразование Фурье размерности L .

Следовательно, прием SEFDM-сигналов включает в себя следующие основные шаги:

- ДПФ размерности L
- Эквалазация (выравнивание частотной характеристики) эквивалентного OFDM-сигнала
- ОДПФ размерности L
- ДПФ размерности N
- Демодулятор SEFDM сигнала

На практике в системах передачи данных для повышения достоверности приема используются методы помехоустойчивого кодирования.

В настоящее время большое распространение получили алгоритмы декодирования, использующие мягкие решения канальных битов на входе. В качестве таких оценок могут

использоваться отношения правдоподобия канальных битов $L_p(b_k^{(j)})$, являющиеся выходом BCJR алгоритма.

На рис. 5-6 представлены структурные схемы приемника многочастотных сигналов при их совместном использовании с методами помехоустойчивого кодирования. В случае использования алгоритма совместной эквализации и демодуляции сигнал с антенны попадает на блок алгоритма BCJR (Log-MAP или Max-Log-MAP), вычисляющий мягкие решения относительно канальных битов $L_p(b_k^{(j)})$. Мягкие решения поступают на вход деперемежителя, а его выхода - на вход декодера помехоустойчивого кода, выход которого является оценкой последовательности информационных битов. При использовании алгоритма эквализации в частотной области, основанного на представлении спектрально эффективных многочастотных сигналов эквивалентными OFDM сигналом, блок алгоритм приема SEFDM-сигналов получает на вход эквализированные канальные символы.

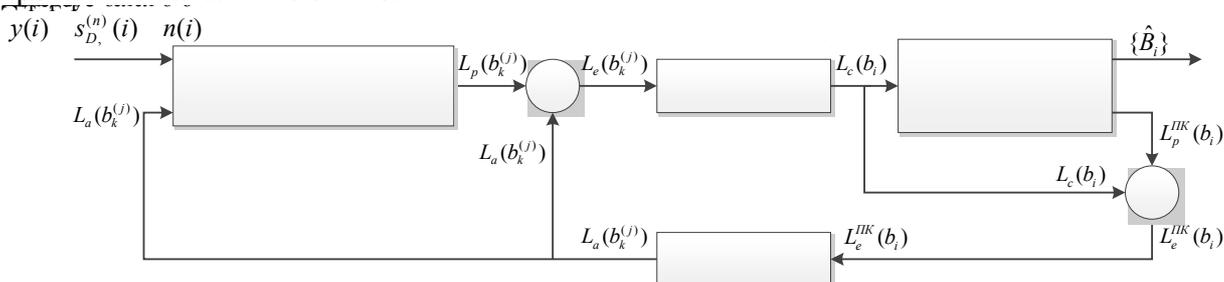


Рис. 3 Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с использованием алгоритма совместной эквализации и демодуляции на основе BCJR.

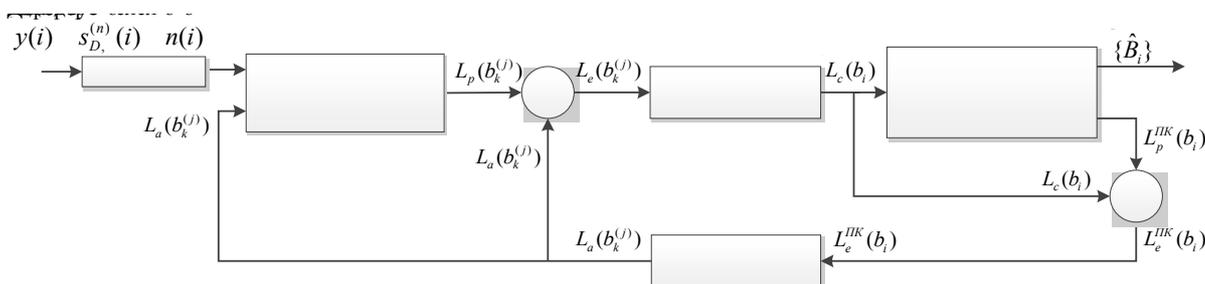


Рис. 4. Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с использованием эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом.

Вероятность ошибки на выходе декодера можно уменьшить с помощью перехода к итеративной схеме приема, которая получила название «турбоэквализация». В такой схеме на каждой следующей итерации информация с выхода декодера поступает на вход блока демодуляции или блока совместной эквализации и демодуляции, где выступает в роли априорных отношений правдоподобий.

В третьем разделе предложены алгоритмы приема SEFDM-сигналов в канале с частотно-селективными замираниями, имеющие квадратичную зависимость вычислительной сложности от числа поднесущих в случае использования многоантенных систем связи.

Энергетический проигрыш, вызванный распространением сигнала в канале с замиранием по сравнению со случаем отсутствия замираний, достигает десятков децибел. Одним из способов улучшения качества приема сигнала в условиях канала с замираниями является организация разнесенного приема. Наиболее популярный способ разнесения – пространственное разнесение, позволяющее использовать тот же частотно-временной ресурс, что и в классической схеме передачи данных. Это вариант основан на использовании на стороне приемника нескольких антенн, расположенных в разных точках пространства. Для независимости замираний в разных ветвях расстояние между ненаправленными приемными антеннами должно быть не меньше половины длины волны сигнала. Основным смыслом разнесенного приема состоит в уменьшении вероятности падения уровня мощности сигнала на приеме ниже некоторого уровня мощности P .

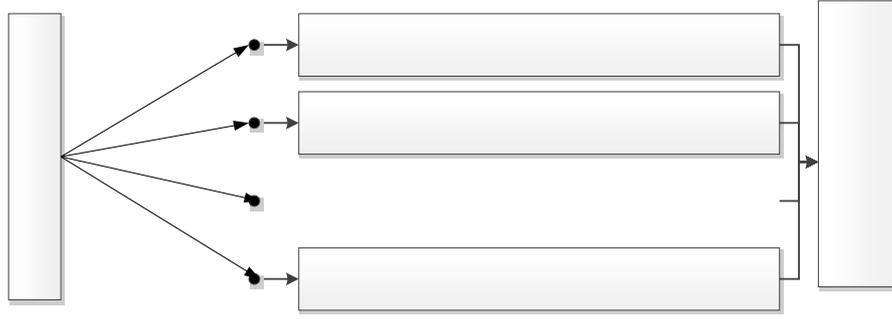


Рис. 7. Структурная схема разнесенного приема

В случае использования пространственного разнесения на приеме сигнал на k -ой антенне после L -точечного преобразования Фурье представляет собой следующее выражение:

$$\vec{r}_{DFT}^{(k)} = \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L}^{(k)} \times \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT}, \quad (31)$$

где $\tilde{\mathbf{H}}_{L \times L}^{(k)} = \text{diag}(\vec{h}^{(k)})$ – это диагональная матрица, состоящая из отсчетов канала между передатчиком и k -ой антенной $\vec{h}^{(k)} = \{h_i\}_{i=0}^L$ в частотной области (дискретное преобразование Фурье импульсной характеристики канала $\vec{h}^{(k)} = \{h_j^{(k)}\}_{j=0}^{L-1}$).

Задачей приемного устройства является принятие решений относительно значения каждого SEFDM-символа на его входе, используя сигналы со всех антенн.

В системах связи с OFDM на практике используются метод комбинирования сигнала, основанный на сложении с весами, оптимальными по критерию максимального отношения сигнал/шум (max-ratio combining - MRC), в котором коэффициенты для каждой антенны выбираются следующим образом:

$$\alpha^k = \frac{\text{conj}(h^k)^2}{N_0^k}, \quad (21)$$

$$SNR = \frac{\left| \sum_{k=1}^{A_{RX}} \frac{\text{conj}(h^k)}{N_0^k} h^k \right|^2}{\sum_{k=1}^{A_{RX}} \left| \frac{\text{conj}(h^k)}{N_0^k} \right|^2 N_0^k} = \frac{\left| \sum_{k=1}^{A_{RX}} SNR^k \right|^2}{\sum_{k=1}^{A_{RX}} SNR^k} = \sum_{k=1}^{A_{RX}} SNR^k, \quad (33)$$

где k – индекс антенны. При этом отношения сигнал/шум в разных ветвях приемного устройств суммируются.

В случае с SEFDM можно прибегнуть к этой же стратегии, получив на выходе оценки манипуляционных символов эквивалентного OFDM символа:

$$\tilde{c} = \vec{c} + \frac{w}{h^H h}, \quad (34)$$

Затем, оценки \hat{c} могут быть получены из \tilde{c} с помощью демодуляторов SEFDM символов, которые работают в системах с одной антенной и АБГШ.

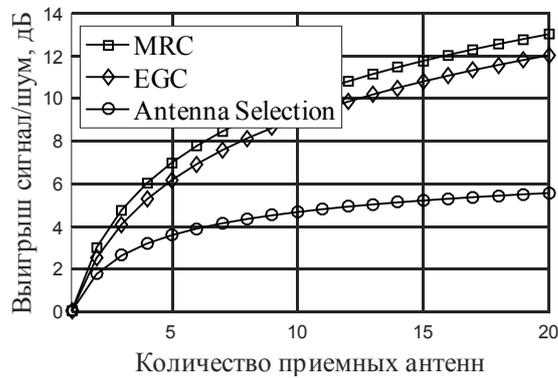


Рис.5. Зависимость выигрыша в отношении сигнал-шум от количества антенн на приеме.

Объекты, (предмет) и методы исследования

Объектом исследования в работе являются многочастотные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM-сигналы) и алгоритмы их когерентного приема в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями.

В ходе исследований использовались методы теории вероятностей, математической статистики, теории потенциальной помехоустойчивости, теории случайных процессов, спектрального анализа, методов вычислительной математики и программирования.

Имитационное моделирование выполнено с использованием пакетов Matlab и MS Visual Studio.

Результаты и их обсуждение

На рис. 6 представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигнала с параметром частотного уплотнения $\alpha = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8, 1$ для случая распространения сигнала в канале ЕРА 5Hz при использовании алгоритма приема оптимального по критерию максимума правдоподобия SEFDM-символа. Для сигнала с параметром $\alpha = 1/2$ наблюдается энергетический проигрыш относительно приема OFDM-сигналов ($\alpha = 1$) около 5 дБ для средней вероятности ошибки (СВО) на бит $= 10^{-3}$. При увеличении α до $5/8$ энергетический проигрыш уменьшается до 2,5 дБ. Дальнейшее сокращение параметра частотного разнесения до $\alpha = 3/4$ ведет к уменьшению энергетического проигрыша до значений менее 2 дБ, что объясняется снижением уровня внутрисимвольной интерференции при увеличении параметра α .

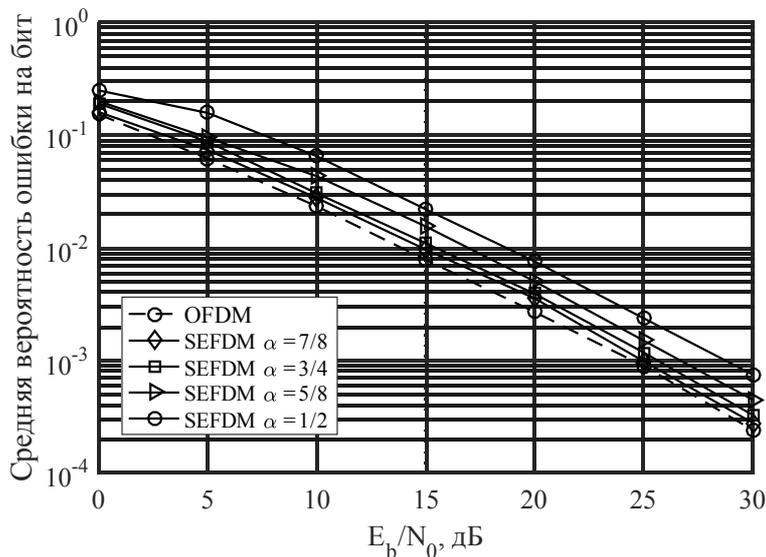
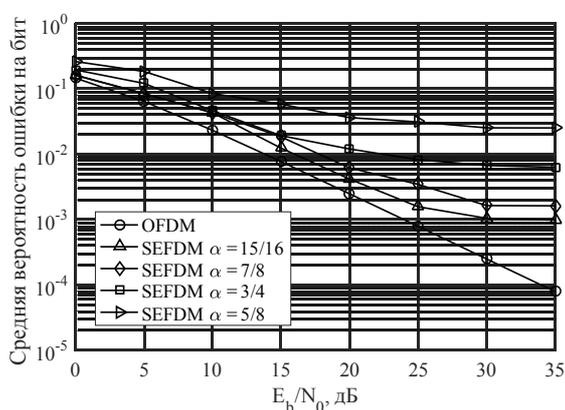
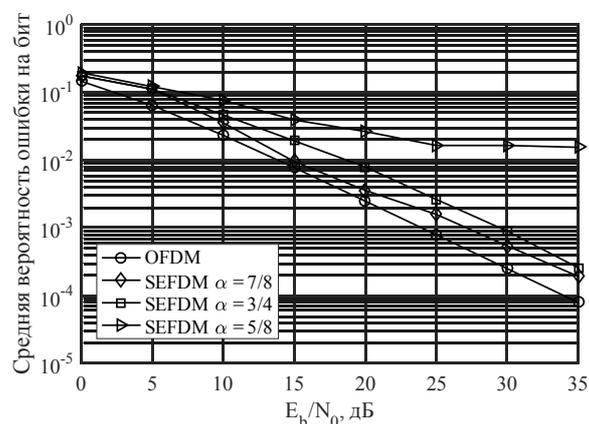


Рис. 6. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале ЕРА 5Hz, $\alpha = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8, 1$.

На рис. 7 представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с параметром частотного уплотнения $\alpha = 5/8, 3/4, 7/8, 15/16, 1$ в канале EPA в случае использования алгоритма совместной эквализации и демодуляции сигнала на основе алгоритма BCJR. В случае количества учитываемых алгоритмом поднесущих $K=3$ (рис. а) даже для SEFDM-сигнала с относительно высоким параметром $\alpha = 15/16$ наблюдается насыщение кривой помехоустойчивости для $CBO = 10^{-3}$. Это объясняется высоким уровнем интерференции от поднесущих, не учитываемых при работе алгоритма. При этом уровень внутрисимвольной интерференции растет с уменьшением параметра частотного уплотнения α , и, соответственно, растет и точка насыщения кривой помехоустойчивости: для SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 5/8$ насыщение кривой наблюдается для CBO на бит $< 10^{-2}$. При увеличении количества учитываемых алгоритмом поднесущих K до 5 эффект насыщения исчезает для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha < 3/4$. При этом энергетический проигрыш по сравнению с приемом OFDM-сигналов ($\alpha = 1$) составляет менее 5 дБ при CBO на бит $< 10^{-3}$ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и менее 3 дБ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 7/8$.

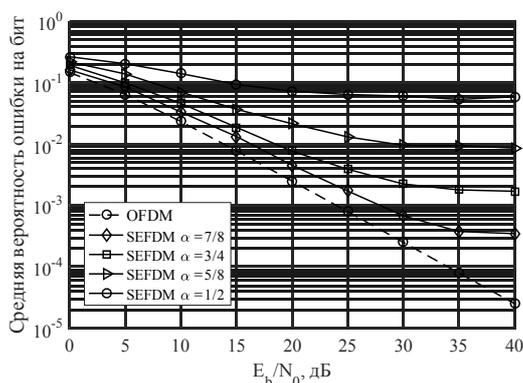


а) $K = 3, N = 256$

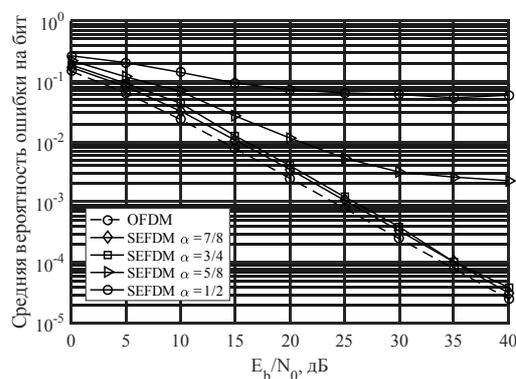


б) $K = 5, N = 256$

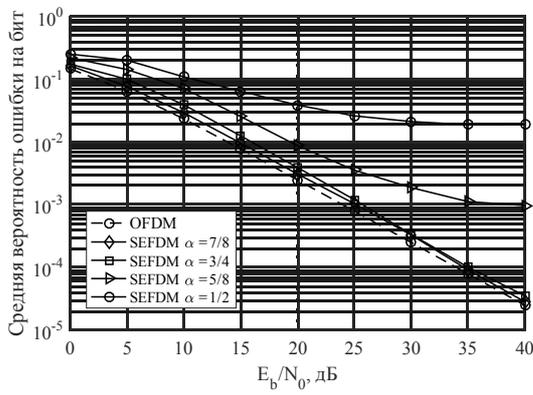
Рис. 7. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в случае использования алгоритма совместной эквализации и демодуляции сигнала на основе алгоритма BCJR, $\alpha = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8, 1$, канал EPA 5Hz



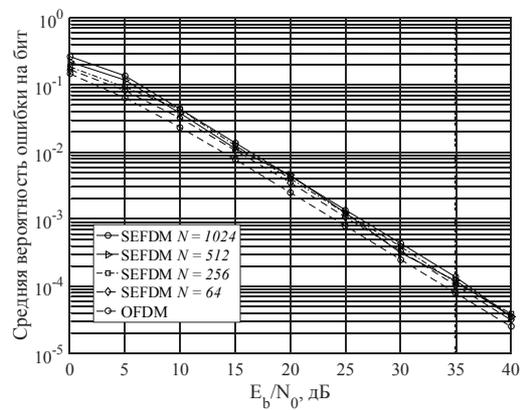
а) $K = 3, N = 256$



б) $K = 5, N = 256$



в) $K = 7, N = 256$

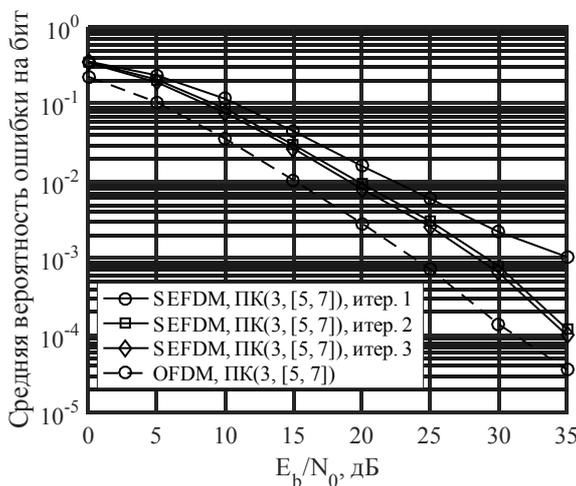


г) $K = 5, N = 64, 256, 512, 1024,$
 $\alpha = 3/4$

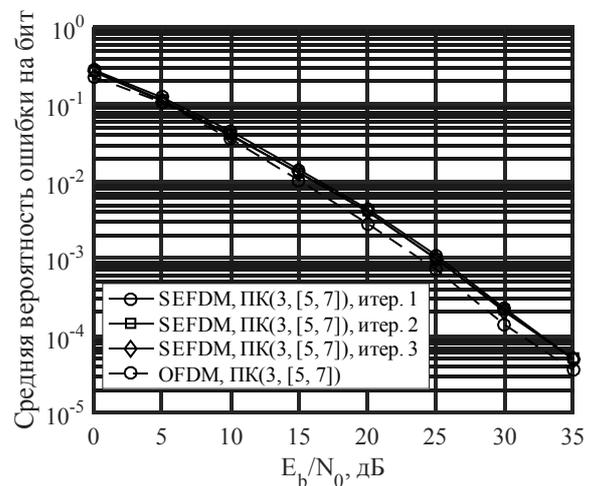
Рис. 8. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA 5 Hz при использовании алгоритма приема на основе эквивалентного представления SEFDM-сигналов как OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих с последующей демодуляцией с помощью алгоритма BCJR.

Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz при использовании алгоритма приема на основе эквивалентного представления SEFDM-сигналов как OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих с последующей демодуляцией с помощью алгоритма BCJR представлена на рис. 8 ($N = 256$). Из графиков видно, что СВО на бит растет с уменьшением α . При этом кривые с $\alpha = 1/2$ и $\alpha = 5/8$ для всех значений параметра K алгоритма демодуляции BCJR имеют участки насыщения. Это объясняется увеличением влияния поднесущих друг на друга при уменьшении параметра α .

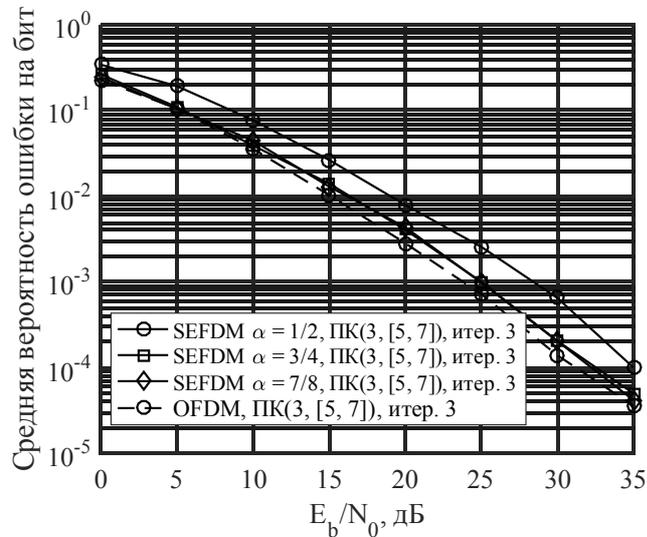
На рис. 9 представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигнала в случае использования алгоритма итеративной демодуляции на основе BCJR в комбинации с эквалайзером на основе эквивалентного представления SEFDM-сигналов как OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих. Рис. 9а показывает, что для $\alpha = 1/2$ использование второй итерации дает энергетический выигрыш до 5 дБ. При этом энергетический проигрыш по сравнению с сигналами OFDM с тем же помехоустойчивым кодом также составляет около 5 дБ. Использование третьей итерации дает энергетический выигрыш менее 1дБ. Рис. 9б показывает, что для $\alpha = 3/4$ использование второй итерации при приеме SEFDM-сигналов дает минимальный энергетический выигрыш (менее 0,1 дБ). Таким образом, применение алгоритма итеративного приема становится нецелесообразным для SEFDM-сигналов с высокими значениями α .



а) $\alpha = 1/2$



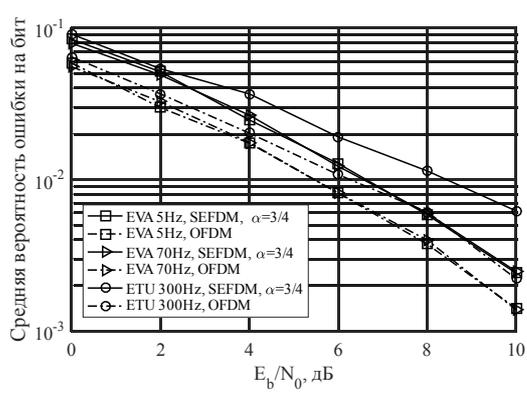
б) $\alpha = 3/4$



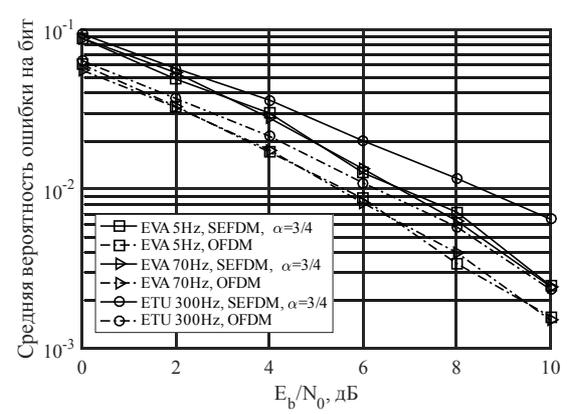
в) $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, номер итерации 3

Рис. 9. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA, $K = 3$, $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

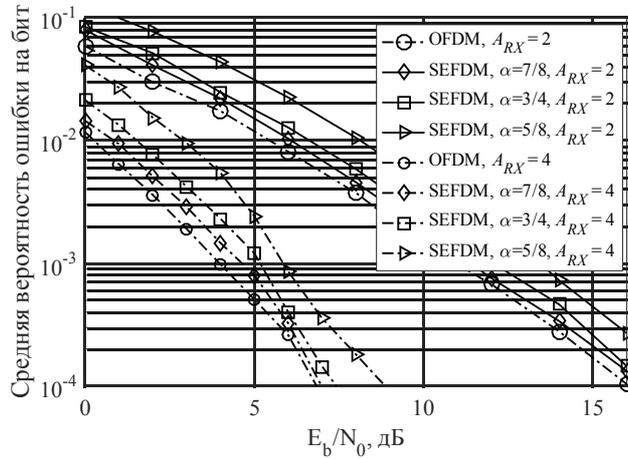
На рис. 10а и 10б представлены кривые помехоустойчивости для случая использования алгоритмов MRC и алгоритма оптимального по критерию максимума правдоподобия. Оба алгоритма приема демонстрируют одинаковую среднюю вероятность ошибки. На рис. 10в представлены кривые помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании различного количества приемных антенн $A_{RX} = 2, 4$ и параметра $\alpha = 7/8, 3/4, 5/8$. Рисунок показывает, что энергетический проигрыш по сравнению с OFDM остается постоянным для любого количества приемных антенн и составляет менее 1 дБ в случае SEFDM-сигнала с параметром $\alpha < 3/4$ для значений средней вероятности ошибки $10^{-3} - 10^{-4}$. При уменьшении параметра α помехоустойчивость приема ухудшается: энергетический проигрыш при использовании сигнала с параметром $\alpha < 5/8$ достигает 2 дБ для значений средней вероятности ошибки $10^{-3} - 10^{-4}$.



а) MRC

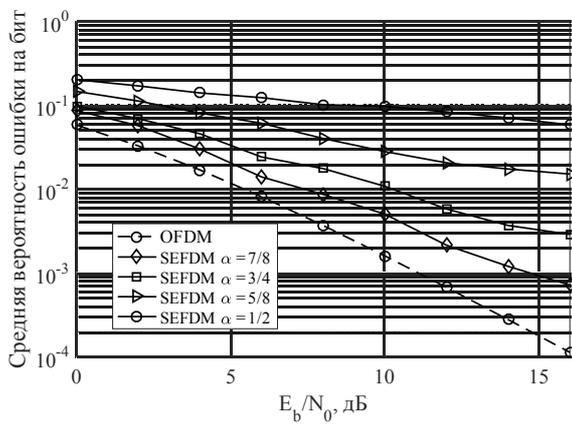


б) оптимальный по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-СИМВОЛ

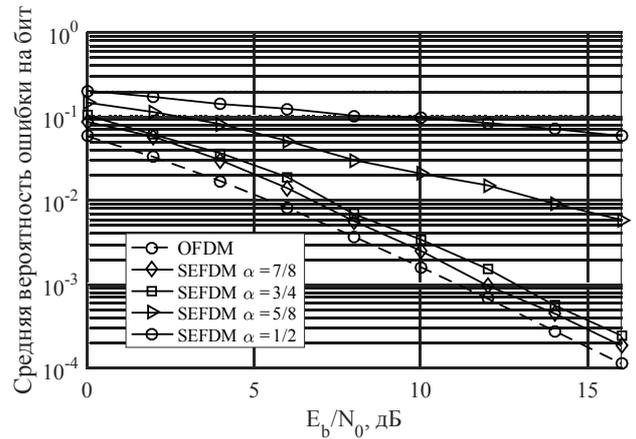


в) Количество приемных антенн 2, 4, EPA 5Hz

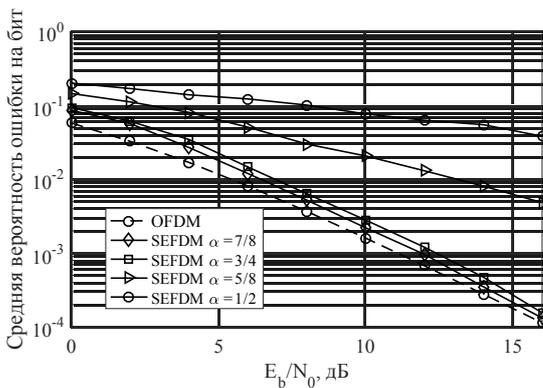
Рис. 10. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании разнесенного приема



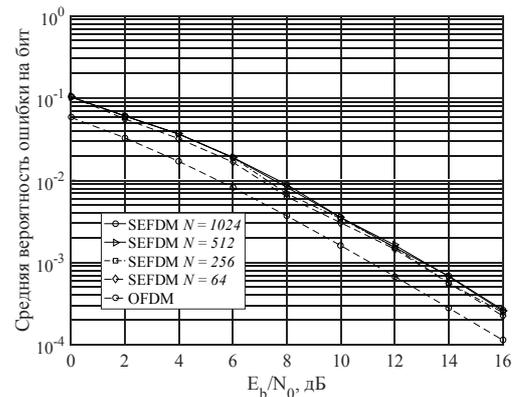
а) $K = 3, N = 256$



б) $K = 5, N = 256$



в) $K = 7, N = 256$



г) $K = 5, N = 64, 256, 512, 1024, \alpha = 3/4$

Рис. 10. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA 5 Hz при использовании двух антенн на приеме и алгоритма BCJR.

Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz в системе связи с двумя приемными антеннами при использовании алгоритма приема на основе алгоритма MRC с последующей демодуляцией с помощью алгоритма BCJR (Max-Log-MAP) представлена на рис. 10 ($N = 256$). Из графиков видно, что СВО на бит растет с уменьшением α . При этом кривые с $\alpha = 1/2$

и $\alpha = 5/8$ для всех значений параметра K алгоритма демодуляции BCJR имеют участки насыщения. Это объясняется увеличением влияния поднесущих друг на друга при уменьшении параметра α . Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов для различных значений количества поднесущих N представлена на рис. 10г. Из рис. 10г видно, что в случае канала EPA разработанный алгоритм приема SEFDM-сигналов обеспечивает помехоустойчивость приема SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 3/4$ сравнимую с помехоустойчивостью ортогонального OFDM-сигнала (энергетический проигрыш менее 2 дБ при средней вероятности ошибки на бит $= 10^{-4}$) для всех значений количества используемых поднесущих.

Заключение

1. Разработанный алгоритм совместной коррекции эффектов распространения через многолучевой канал с частотно-селективными замираниями и демодуляции неортогональных многочастотных сигналов обеспечивает для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш не более 3 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

2. Разработанный алгоритм эквализации неортогональных многочастотных сигналов на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством обеспечивает для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш не более 2 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} при использовании алгоритма демодуляции сигнала на основе BCJR.

3. Разработанный итеративный алгоритм приема неортогональных многочастотных сигналов с помехоустойчивым кодированием на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих и последующей компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR обеспечивает для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 1/2$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш не более 5 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

4. Переход к многоантенным системам передачи данных сохраняет энергетический проигрыш на уровне не более 2 дБ по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью приема OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} для с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK.

**Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной
работы (диссертации)**

Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК

1. Рашич А.В., Горбунов С.В., Урванцев А.С Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с частотно-селективными рэлеевскими замираниями // Радиотехника. 2018. № 1. С. 57-62.

2. Рашич А.В., Горбунов С.В Итеративный прием многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением // Научно-технические ведомости СПбГПУ. №3, 2019. Принята в печать.

Публикации в других изданиях

1. S. Gorbunov and A. Rashich, BER Performance of SEFDM Signals in LTE Fading Channels // Proceedings of 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Athens, 2018, pp. 1-4.

2. Rashich A, Gorbunov S ZF equalizer and trellis demodulator receiver for SEFDM in fading channels // Proceedings of 16th International Conference on Telecommunications (Hanoi, Vietnam), 2019

3. S. Gorbunov and A. Rashich, Spatial receive diversity for SEFDM based system // Proceedings of 42nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Budapest, 2019, pp. 1-4.

4. S. Gorbunov Joint trellis channel equalization and demodulation of SEFDM signals // Proceedings of International Youth Conference on Electronics, Telecommunicaions and Onformation Technologies (YETI-2019), St. Petersburg, 2019, pp. 1-6.

5. Andrey Rashich; Alexandr Kislitsyn; Sergei Gorbunov Trellis Demodulator for Pulse Shaped OFDM // Proceedings of IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Batumi, 2018, pp. 1-4.

Аспирант _____ ФИО