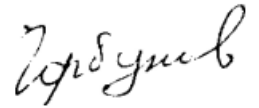


На правах рукописи

Горбунов Сергей Викторович



**АЛГОРИТМЫ С ОГРАНИЧЕННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ
СЛОЖНОСТЬЮ КОГЕРЕНТНОГО
ПРИЕМА НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ
СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ**

**Специальность: 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и
устройства телевидения**

АВТОРЕФЕРАТ

**диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук**

Санкт-Петербург

2019

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого».

Научный руководитель: Рашич Андрей Валерьевич
кандидат технических наук

Официальные оппоненты: Сиверс Мстислав Аркадьевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиосвязи и вещания, ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», г. Санкт-Петербург.
Горлов Антон Игоревич, кандидат технических наук, без звания, технический специалист, ООО «Квантенна Комьюникейшнз» г. Санкт-Петербург.

Ведущая организация: ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина)», г. Санкт-Петербург.

Защита состоится 17 декабря 2019 года в 16 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 при ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет Петра Великого» по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, учебный корпус 4, аудитория 305.

С диссертацией можно ознакомиться в фундаментальной библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Автореферат разослан «__» октября 2019 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета
д.т.н., профессор



Коротков Александр Станиславович

Общая характеристика работы

Актуальность темы

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, как этого требуют перспективные стандарты передачи данных следующего поколения, является повышение частотной эффективности систем сигналов. В качестве одной из альтернатив OFDM на настоящий момент 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 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 (внутрисистемная интерференция), которая должна быть устранена на приемном устройстве.

В реальных системах связи на пути распространения сигнала обычно существуют различные препятствия, которые ведут к переотражениям сигнала и изменению его траектории (многолучевое распространение сигнала), что приводит к появлению межсимвольной интерференции в принимаемом сигнале. В системах связи с 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 эквалазации каждой поднесущей в частотной области. В случае неортогональных SEFDM-сигналов такой подход в общем случае становится невозможным из-за существования взаимной внутрисистемной интерференции между поднесущими. В работе I. Kanagas и I. Darwazeh был предложен алгоритм приема SEFDM-сигналов на основе модифицированного процесса Грама-Шмидта (Iterative Modified Gram Schmidt (IMGS)) и сферического декодера, выполняющего процесс совместной коррекции эффектов многолучевости и устранения внутрисистемной интерференции. Заметим, что при этом анализ помехоустойчивости приема SEFDM-сигнала был сделан в упрощенной модели статичного многолучевого канала, что делает актуальным анализ потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в реалистичных каналах с частотно-селективными замираниями для сетей связи 5G и 6G. При этом, алгоритм приема SEFDM-сигналов на основе сферического декодирования имеет экспоненциальную зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот N вида c^N (c – константа, удовлетворяющая условию $c > 1$), что затрудняет возможность его реализации при $N > 40$.

Значительное снижение зависимости вычислительной сложности от количества поднесущих до полиномиальной (то есть вида N^c , где $c > 1$) обеспечивают алгоритмы приема SEFDM-сигналов на основе линейных преобразований, демонстрирующие, однако, несократимую вероятность ошибки на бит в области 10^{-3} уже при $N > 64$. В канале АБГШ компромисс между помехоустойчивостью приема и вычислительной сложностью обеспечивает предложенный в работах сотрудников Санкт-Петербургского политехнического университета А. В. Рашича и А. Б. Кислицына подоптимальный алгоритм приема SEFDM-сигнала на основе алгоритма BCJR, учитывающий внутрисистемную интерференцию от ограниченного числа соседних поднесущих. Алгоритм демонстрирует энергетический проигрыш относительно приема OFDM-сигнала примерно 2 дБ на уровне средней вероятности ошибки на бит 10^{-5} для сигналов с параметром $\alpha = 0,75$ и количеством поднесущих $N = 1024$, обладая при этом зависимостью вычислительной сложности от числа поднесущих $O(\log_2 N)$. При этом в основе предложенного метода лежит тот факт, что уровень внутрисистемной интерференции остается постоянным (как по времени, так и по частоте) для каждой поднесущей SEFDM-сигнала. Распространение в многолучевом канале нарушает это

свойство, следовательно, требуется модифицирование данного алгоритма, позволяющее его применение в условиях распространения сигнала в каналах с замираниями.

Для того, чтобы алгоритмы, предложенные для работы в условиях канала с АБГШ (в том числе на основе BCJR), были применимы для работы в каналах с замираниями без модификаций, связанных с нарушением свойства постоянства внутрисистемной интерференции, необходимо использование методов эквализации, компенсирующих эффекты распространения в многолучевых каналах. В работах Yiguang Wang и Yingjun Zhou было предложено использовать эквалайзеры, работающие во временной области. Эквалайзер, оптимальный по критерию минимума среднеквадратичной ошибки (MMSE - Minimum Mean Square Error) имеет высокую вычислительную сложность равную $O(N^3)$. При этом, так как длительность импульсной характеристики канала (в отсчетах) обычно ограничена некоторым значением J отсчетов, оценка вычислительной сложности снижается до $O(NJ^2)$. Адаптивные алгоритмы эквализации во временной области RLS (Recursive Least Square) и LMS (Least Mean Square) имеют вычислительную сложность пропорциональную NI , где I имеет типичное значение равное 500-1000. Общим недостатком таких алгоритмов является снижение качества приема сигнала по сравнению с системой с эквалайзером MMSE, которое вызвано эффектом накопления ошибки. Сравнимую с MMSE эквалайзером помехоустойчивость приема обеспечивает адаптивный итеративный алгоритм эквализации LSQR (Least Squares with QR-factorization), оценка вычислительной сложности которого равна $O(NJI)$, где I – количество итераций, типичное число которых равно 15.

Важнейшим преимуществом OFDM-сигналов по сравнению с сигналами с одной несущей является возможность независимой эквализации каждой поднесущей. Это позволяет относительно просто реализовывать обработку сигналов при применении многоантенных приемников и передатчиков, получивших большое распространение в системах 4G/5G. Описанные выше алгоритмы эквализации SEFDM-сигналов не позволяют обобщить их для использования в системах связи с несколькими антеннами на передаче/приеме без значительного увеличения вычислительной сложности. Таким образом, актуальной является проблема разработки алгоритмов приема SEFDM-сигналов, работающих в реалистичных каналах с замираниями, обеспечивающих высокую достоверность приема для сигналов с большим количеством поднесущих $N \sim 1000$ и имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной. Кроме того, актуальной является проблема разработки алгоритмов приема SEFDM-сигналов, обеспечивающих возможность их работы в многоантенных системах передачи информации.

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

Предметом исследования является помехоустойчивость приема многочастотных неортогональных сигналов в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями при использовании подоптимальных алгоритмов приема, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.

Целью работы является повышение помехоустойчивости приема многочастотных неортогональных сигналов в условиях многолучевых каналов с частотно-селективными замираниями при использовании подоптимальных алгоритмов приема, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной. Для достижения данной цели в работе поставлены следующие **задачи**:

1. Анализ потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями.

2. Разработка подоптимального алгоритма приема “в целом” SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями на основе BCJR-алгоритма и решетки с переменными весами и имеющего зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.

3. Разработка эквалайзера для приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями.
4. Разработка итеративных подоптимальных алгоритмов приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями.
5. Обобщение методов формирования и приема SEFDM-сигналов в каналах с замираниями на случай многоантенных приемо-передающих систем (MIMO).

Методы исследований

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.

Научная новизна результатов диссертационной работы

1. Выполнена оценка потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями при малом количестве поднесущих частот и виде манипуляции QPSK.
2. Впервые предложен и разработан алгоритм приема “в целом” SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями на основе BCJR-алгоритма и решетки с переменными весами. Проведен анализ помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в многолучевых каналах с частотно-селективными замираниями для различных значений коэффициента частотного уплотнения α .
3. Получены аналитические выражения, совместно описывающие внутрисистемную интерференцию в SEFDM-сигналах и межсимвольную интерференцию, обусловленную каналом с частотно-селективными замираниями.
4. Предложено представление SEFDM-сигналов в виде эквивалентного OFDM-сигнала с пониженным количеством поднесущих равным $L = N\alpha$.
5. Впервые предложены и разработаны эквалайзеры для приема SEFDM-сигналов на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного OFDM-сигнала. Предложенный метод имеет зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.
6. Алгоритмы формирования и приема SEFDM-сигналов обобщены на случай систем передачи данных с MIMO.

Положения, выносимые на защиту

1. Разработанный подоптимальный алгоритм приема “в целом” SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями на основе BCJR-алгоритма и решетки с переменными весами 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 приема SEFDM-сигналов с использованием эквализации на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих и последующей компенсацией внутрисистемной интерференции на основе алгоритма BCJR 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} .
3. Разработанные подоптимальные итеративные алгоритмы приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием в каналах с частотно-селективными замираниями обеспечивают для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш около 1 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 приемом OFDM-сигналов при средней

вероятности ошибки на бит 10^{-3} для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK при использовании алгоритма BCJR для компенсации внутрисистемной интерференции на стороне приема.

Теоретическая значимость результатов диссертационной работы состоит в том, что выполнен анализ помехоустойчивости приема неортогональных многочастотных сигналов в каналах с замираниями для различных значений количества поднесущих и коэффициента частотного уплотнения, а также в разработке алгоритмов эквализации и приема этих сигналов при условии их распространения в каналах с замираниями, обладающих полиномиальной зависимостью вычислительной сложности от числа поднесущих и энергетическим проигрышем относительно приема OFDM-сигнала не более 2 дБ.

Обоснованность научных результатов обеспечивается системным рассмотрением исследуемой проблемы, корректностью постановок и решения задач, вводимых допущений и ограничений, формулировок и выводов, комплексным использованием строгих аналитических методов исследования.

Достоверность полученных результатов обеспечивается применением апробированного метода приема сигналов в каналах с замираниями, подтверждается совпадением в частных случаях результатов, полученных с применением разработанных алгоритмов приема SEFDM-сигналов, с известными результатами, основывающимися как на аналитических, так и на имитационных моделях.

Практическая значимость результатов диссертационного исследования заключается в разработке структурных схем приема “в целом” и эквализации SEFDM-сигналов в условиях многолучевых каналов с частотно-селективными замираниями.

Применение SEFDM-сигналов позволяет повысить спектральную эффективность многочастотных сигналов, и, как следствие, более чем на 25% увеличить скорость передачи данных в современных телекоммуникационных системах с многочастотными сигналами, таких как DVB-T2, DVB-H, DVB-C при переходе к неортогональному частотному уплотнению поднесущих частот и использовании предложенных алгоритмов приема. При этом дополнительные энергетические потери составят не более 2 дБ.

Предложенные структурные схемы методов приема “в целом” и эквализации SEFDM-сигналов включают блоки ОБПФ и БПФ различных размерностей и блок, реализующий алгоритм BCJR (или модификацию BCJR для демодуляции по решетке с переменным количеством состояний), что позволяет осуществить относительно простой переход от OFDM-сигналов к SEFDM-сигналам в современных сетях связи.

Реализация результатов исследований

Результаты диссертационных исследований реализованы в НИР “Повышение помехоустойчивости приема сигналов ЦРПЛС”. Договор № НТТ/2019/02/01-1 от 01 февраля 2019 г., ООО научно-производственное предприятие «Новые Технологии Телекоммуникаций».

Публикации и вклад автора в разработку проблемы

По теме диссертации опубликовано 9 работ. Все приведенные в настоящей диссертации результаты получены автором самостоятельно или в соавторстве при его непосредственном участии.

Апробация результатов

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).

7. International conference IEEE EExPolytech-2019: Electrical Engineering and Photonics.

Структура диссертации

Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка литературы и двух приложений. Общий объем диссертационной работы вместе с приложениями составляет 113 страниц, в том числе 109 страниц основного текста, 35 рисунков, 10 таблиц, список используемой литературы из 59 наименований и 4 страниц приложений.

Краткое содержание работы

Во введении приведены актуальность исследования, цель и задачи работы, практическая значимость и научная новизна работы, положения, выносимые на защиту.

В первом разделе введено понятие и приведены аналитическое представление многочастотного сигнала с неортогональным частотным уплотнением в непрерывном и дискретном времени. Рассмотрены существующие алгоритмы приема многочастотных сигналов в каналах с АБГШ и в каналах с замираниями, обсуждены их недостатки.

Многочастотный сигнал с N поднесущими частотами и прямоугольной огибающей на длительности символа T представляет из себя:

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

где C_k – манипуляционный символ k -ой поднесущей, Δf – частотный разнос между соседними поднесущими. Если $\Delta f = 1/T$, то $s(t)$ представляет из себя OFDM-сигнал; если $\Delta f = \alpha/T < 1/T$, где $0 < \alpha < 1$, то $s(t)$ является SEFDM-сигналом, а коэффициент α называется коэффициентом частотного уплотнения.

В дискретном времени многочастотный сигнал (1) с частотой дискретизации $F_s = 1/\Delta t = N\Delta f$ может быть записан как:

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

где $T/\Delta t = N\alpha = L$.

Из (2) следует, что отсчеты многочастотного сигнала s_n могут быть сформированы с помощью выполнения процедуры обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) размерности N от последовательности манипуляционных символов $\{C_k\}_{k=-N/2}^{k=N/2-1}$ с последующим усечением получаемой на выходе ОДПФ последовательности до L отсчетов

Принятый сигнал в случае многолучевого распространения представляет собой сумму аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) и свертки отсчетов многочастотного сигнала и импульсной характеристики канала:

$$r_i = \sum_{j=0}^{J-1} s_{i-j} h_j + w_i \quad (3)$$

В случае использования циклического префикса выражение (3) представляет собой циклическую свертку и может быть записано в виде произведения матрицы и вектора как:

$$\vec{r} = \mathbf{H}_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w} \quad (4)$$

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

При использовании на приемной стороне N -точечного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) сигнал на выходе блока ДПФ:

$$\vec{r}_{DFT} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{N \times L}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT} = \mathbf{G}_{N \times N} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT} \quad (5)$$

где $\vec{r}_{DFT} = \{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$ - результат преобразования Фурье принятого сигнала \vec{r} , \vec{w}_{DFT} - результат преобразования Фурье вектора отсчетов АБГШ \vec{w} . $F_{N \times L}$ и $F_{L \times N}^{-1}$ матрицы преобразования Фурье, $\vec{c} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$,

В случае канала с АБГШ $H_{L \times L}$ — это единичная матрица, и $G_{N \times N}$ представляет из себя матрицу $F_{N \times L} \times F_{L \times N}^{-1}$, описывающую внутрисистемную интерференцию. В случае распространения в канале с замираниями, элементы матрицы $G_{N \times N} = F_{N \times L} \times H_{L \times L} \times F_{L \times N}^{-1}$, описывают взаимную интерференцию между поднесущими, вызванную как распространением сигнала в канале с замираниями, так и внутрисистемной интерференцией SEFDM-сигнала. Задачей алгоритмов приема SEFDM-сигнала является компенсация интерференции между поднесущими, описанной матрицей $G_{N \times N} = F_{N \times L} \times H_{L \times L} \times F_{L \times N}^{-1}$.

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

Во втором разделе сделан анализ потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями, предложен алгоритма приема “в целом” SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями на основе BCJR-алгоритма и решетки с переменными весами и имеющего зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной, разработан эквалайзера для приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного ортогонального многочастотного сигнала с пониженным количеством поднесущих равным $L = Na$ и предложены итеративные подоптимальные алгоритмы приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями.

Анализ потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями произведен с помощью модифицированной версии алгоритма оптимального по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ. Принятый SEFDM-сигнал на выходе блока ДПФ размерности L представляет собой выражение следующего вида:

$$\vec{r}_{DFT} = F_{L \times L} \times H_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT}, \quad (6)$$

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

При использовании в системе циклического префикса как защитного интервала выражение $H_{L \times L} \times \vec{s}$ является циклической сверткой импульсной характеристики канала и сигнала и, как следствие, применима теорема о свертке, то есть:

$$\vec{r}_{DFT} = \tilde{H}_{L \times L} \times F_{L \times L} \times \vec{s} + \vec{w}_{DFT}, \quad (7)$$

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

Обозначив через $\vec{c} = \{C_k\}_{k=-N/2}^{N/2-1}$ и учитывая, что $\vec{s} = F_{L \times N}^{-1} \times \vec{c}$ запишем (7) как:

$$\vec{r}_{DFT} = \tilde{H}_{L \times L} \times F_{L \times L} \times F_{L \times N}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT} = \tilde{H}_{L \times L} \times A_{L \times N} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT}. \quad (8)$$

Так как $\tilde{H}_{L \times L}$ — это диагональная матрица, то матрица $\tilde{H}_{L \times L} \times A_{L \times N}$ может быть вычислена простым умножением каждой i -ой строки матрицы $A_{L \times N}$ \vec{a}_i на соответствующий элемент диагонали матрицы $\tilde{H}_{L \times L}$ \tilde{h}_i . Тогда алгоритм приема SEFDM-сигналов в канале с замираниями, оптимальный по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ, может быть определен как:

$$\vec{c} = \arg \min_{\vec{c} \in \mathcal{C}} \left\| \vec{r}_{DFT} - \tilde{H}_{L \times L} \times A_{L \times N} \times \vec{c} \right\|^2. \quad (9)$$

При этом, вычислительная сложность алгоритма равна $O(N(M_c)^N)$ где M_c представляет собой объем канального алфавита поднесущих. То есть, алгоритм обладает экспоненциальной зависимостью вычислительной сложности от числа поднесущих, что делает его не реализуемым на практике для сигналов с большим числом поднесущих.

Анализ потенциальной помехоустойчивости SEFDM-сигнала был сделан с помощью описанного алгоритма в многолучевых каналах LTE. На рис. 1 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 EPA при отсутствии эффекта Доплера. Для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 1/2$ энергетический проигрыш по сравнению с приемом OFDM-сигналов ($\alpha = 1$) составляет около 5 дБ при средней вероятности ошибки (СВО) на бит = 10^{-3} . При увеличении α до $5/8$ для СВО на бит 10^{-3} энергетический проигрыш уменьшается до 2,5 дБ. Переход к SEFDM-сигналам приводит к энергетическому проигрышу 3 дБ при СВО на бит = 10^{-3} . Дальнейшее сокращение параметра частотного разнесения до $\alpha = 3/4$ ведет к уменьшению энергетического проигрыша до значений менее 2 дБ. На рис. 2 а, б, в, г показаны кривые помехоустойчивости приема SEFDM- сигнала с параметром частотного уплотнения $\alpha = 3/4, 7/8, 1$ для случая их распространения в многолучевых каналах EPA 5Hz, EVA 5 Hz, EVA 70Hz, ETU 300Hz. Во всех случаях энергетический проигрыш по сравнению с сигналом OFDM не превышает 2 дБ в случае отсутствия эффекта появления несократимой ошибки. Несократимая ошибка в районе СВО = 10^{-2} наблюдается для канала ETU 300Hz как для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4, 7/8$, так и для OFDM-сигнала ($\alpha = 1$).

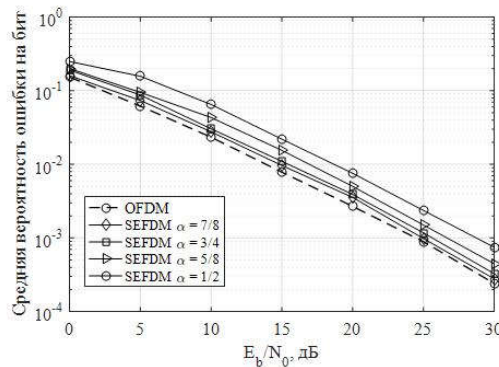


Рис. 1. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале EPA без доплеровского смещения частоты при использовании алгоритма оптимального по критерию минимума средней вероятности ошибки на бит, $\alpha = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8, 1$.

Значительно снизить вычислительную сложность приема возможно при помощи линейных алгоритмы, заключающихся в поиске матрицы обратной $\mathbf{G}_{N \times N} = \mathbf{F}_{N \times L} \times \mathbf{H}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1}$. Основным их недостатком является наличие несократимой ошибки в области СВО на бит 10^{-3} . Заметим, что отсчеты с выхода блока преобразования Фурье размерности N на приеме $\vec{r}_{DFT} = \{R_m\}_{m=-N/2}^{N/2-1}$ из (5) могут быть представлены как сумма отсчетов АБГШ и линейной комбинации символов, передаваемых всеми поднесущими:

$$R_m = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k g_{mk} + w_m^{DFT}, \quad (10)$$

где коэффициенты g_{mk} являются элементами матрицы $\mathbf{G}_{N \times N}$ с индексом строки $m+N/2$ и индексом столбца $k+N/2$. Данные коэффициенты отвечают за уровень интерференции, оказываемой поднесущими SEFDM-сигнала. Так как g_{mk} быстро уменьшаются при удалении от центрального коэффициента, возможно перейти к аппроксимации

$$R_m \approx \sum_{k=-(K-1)/2}^{(K-1)/2-1} C_k g_{mk} + w_m^{DFT}, \text{ то есть учитывается взаимная интерференция только между } K$$

поднесущими. Данное выражение можно рассматривать как КИХ-фильтр с переменными коэффициентами и использовать для совместной компенсации внутрисистемной интерференции и интерференции между поднесущими, вызванной многолучевым распространением, алгоритм ВСJR.

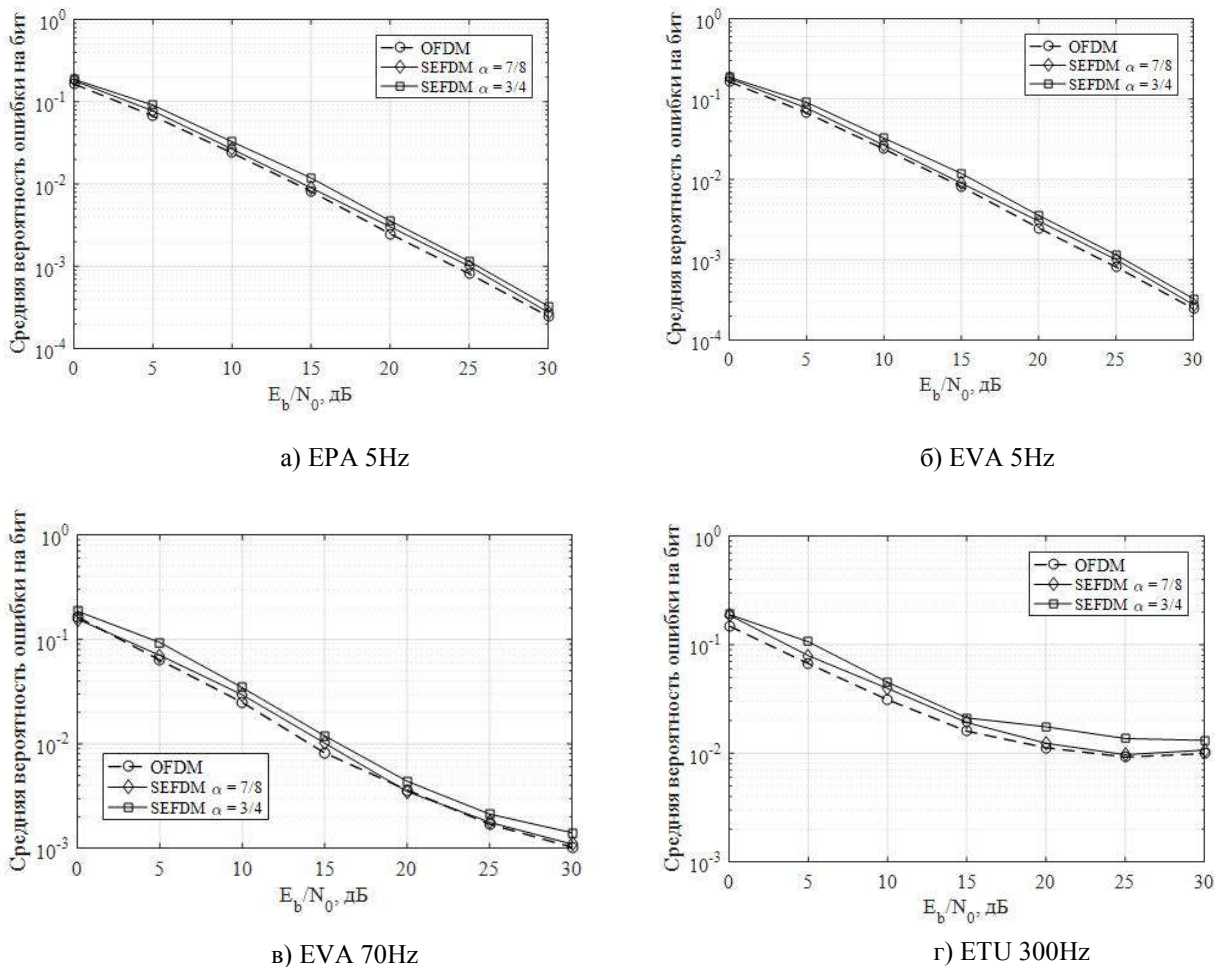


Рис. 2. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале EPA без доплеровского смещения частоты при использовании алгоритма оптимального по критерию минимума средней вероятности ошибки на бит, EPA 5Hz, EVA 5 Hz, EVA 70 Hz, ETU 300 Hz, $\alpha = 3/4, 7/8, 1$.

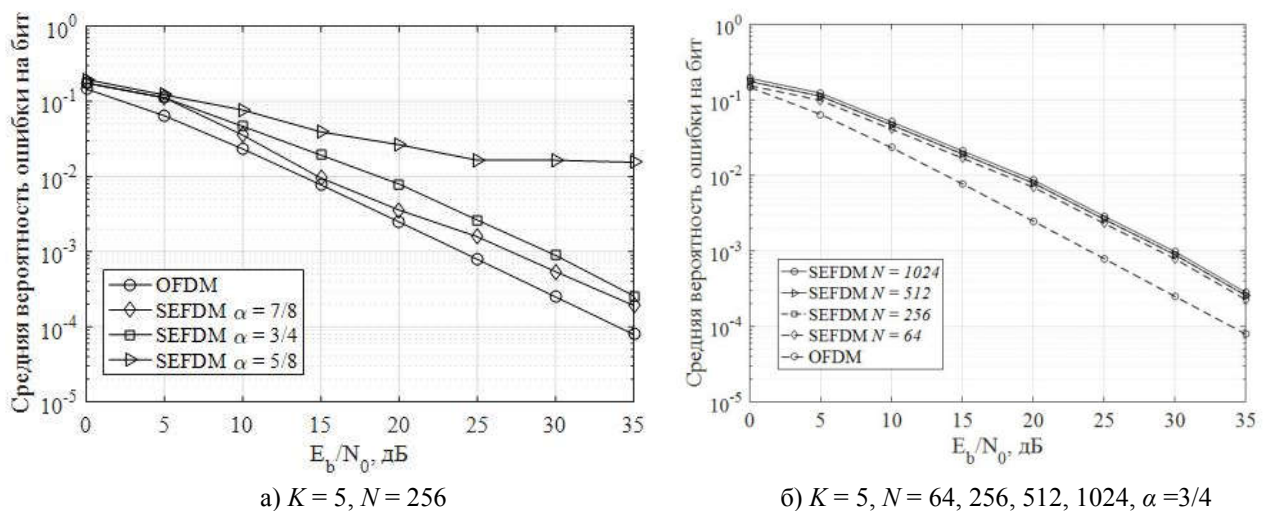


Рис. 3. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании алгоритма приема "в целом" на основе ВСJR в канале EPA 5Hz, $K = 5$, $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$

На рис. 3 представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с параметром частотного уплотнения $\alpha = 5/8, 3/4, 7/8, 15/16, 1$ в канале ЕРА. На рис. 3а представлены кривые помехоустойчивости при количестве поднесущих $N = 256$, при этом энергетический проигрыш по сравнению с приемом OFDM-сигналов ($\alpha = 1$) составляет менее 5 дБ при СВО на бит $< 10^{-3}$ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и менее 3 дБ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 7/8$.

На рис. 3б представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с параметром частотного уплотнения $\alpha = 3/4$ для различного значения количества поднесущих $N = 64, 256, 512, 1024$ ($N_{\text{и}} = 60, 200, 400, 600$ соответственно). Из рис. 3б видно, что при увеличении количества поднесущих наблюдается незначительное увеличение СВО на бит (энергетический проигрыш при переходе от количества поднесущих $N = 64$ к $N = 1024$ составляет менее 1 дБ).

Недостатком алгоритма совместной коррекции эффектов канала и внутрисистемной интерференции является необходимость перерасчета матрицы $\mathbf{G}_{N \times N}$ при обновлении оценки состояния канала $\mathbf{H}_{L \times L}$. Такой расчет сопряжен с выполнением N преобразований Фурье размерности N , т.е. пропорционален $O(N^2 \log_2(N))$ и требует использования дополнительного объема памяти для хранения матрицы $\mathbf{G}_{N \times N}$. Кроме того, так как элементы матрицы g_{mk} зависят от состояния канала, заблаговременный выбор параметра K становится невозможным. Также, применение алгоритма совместной коррекции эффектов канала и внутрисистемной интерференции не позволяет использовать уже известные алгоритмы, предложенные для приема SEFDM-сигнала в канале с АБГШ.

Заметим, что в SEFDM-сигнал ($\alpha < 1$) может быть представлен через эквивалентный OFDM-сигнал с L ортогональными поднесущими, промодулированными комплексными символами $\vec{s} = \{S_k\}_{k=0}^{L-1}$, которые представляют из себя L -точечное ДПФ сигнала $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$:

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

$$s_n = \sum_{k=0}^{L-1} S_k e^{j2\pi \frac{nk}{L}}, \quad n = 0 \dots (L-1) \quad (12)$$

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} . 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 (рис. 4) включает в себя следующие основные шаги: ДПФ размерности L , эквалайзер эквивалентного OFDM-сигнала, ОДПФ размерности L , ДПФ размерности N , демодулятор SEFDM сигнала, выполняющий компенсацию внутрисистемной интерференции.

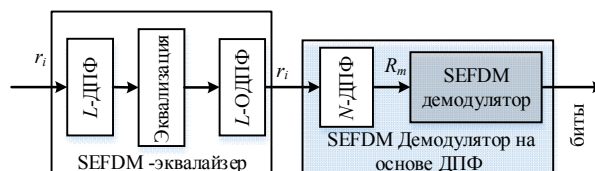
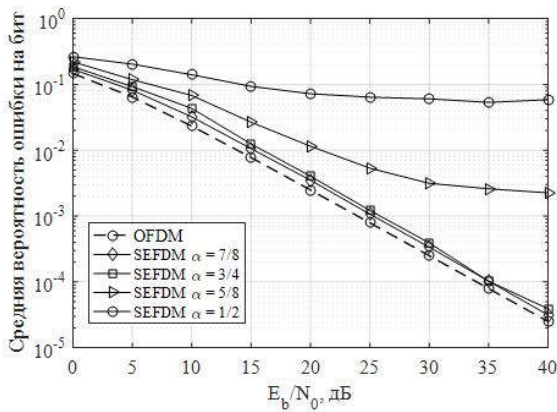


Рис. 4. Структурная схема разработанного алгоритма приема с использованием эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом.

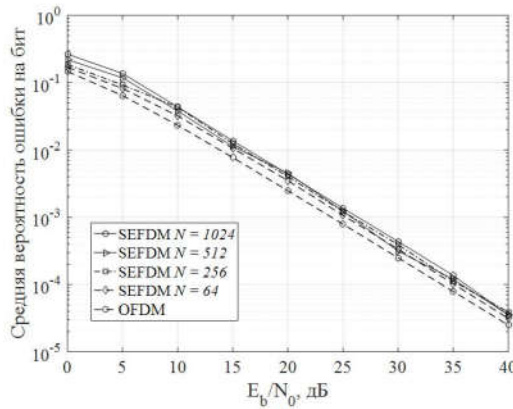
При этом, вычислительная сложность предложенного алгоритма эквалайзера пропорциональна вычислительной сложности операций ДПФ и ОДПФ, которые могут быть эффективно вычислены с помощью быстрых алгоритмов Куль-Тьюки и Блустейна. Таким образом, вычислительная сложность предложенного алгоритма эквалайзера равна

$O(L \log_2(L))$. В качестве алгоритма компенсации внутрисистемной интерференции в работе был выбран подоптимальный алгоритм на основе BCJR, обладающий полиномиальной зависимостью вычислительной сложности от числа поднесущих и при этом обеспечивающий незначительный проигрыш относительно приема OFDM-сигнала в канале с АБГШ.

Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz при использовании алгоритма эквалазации на основе эквивалентного представления SEFDM-сигналов как OFDM-сигналов с пониженным количеством поднесущих с последующей демодуляцией с помощью алгоритма BCJR представлена на рис. 5. Из рис. 5а 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 несократимой вероятности ошибки, что объясняется ростом внутрисистемной интерференции при уменьшении параметра α .



а) $K = 5, N = 256$



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

Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании алгоритма приема с использованием эквалазации на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом и демодулятора на основе BCJR в канале EPA 5 Hz.

Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов для различных значений количества поднесущих N представлена на рис. 5б. Из рис. 5б видно, что разработанный алгоритм приема обеспечивает помехоустойчивость приема SEFDM-сигнала с параметром $\alpha = 3/4$ сравнимую с помехоустойчивостью ортогонального OFDM-сигнала (энергетический проигрыш менее 2 дБ при СВО на бит = 10^{-4}) для всех значений количества используемых поднесущих.

На практике для повышения помехоустойчивости приема сигнала используются различные методы помехоустойчивого кодирования. Использование в качестве алгоритма приема SEFDM-сигнала алгоритма BCJR (для совместной компенсации эффектов канала и внутрисистемной интерференции или только для компенсации внутрисистемной интерференции после использования эквалайзера) позволяет перейти к итеративным схемам приема.

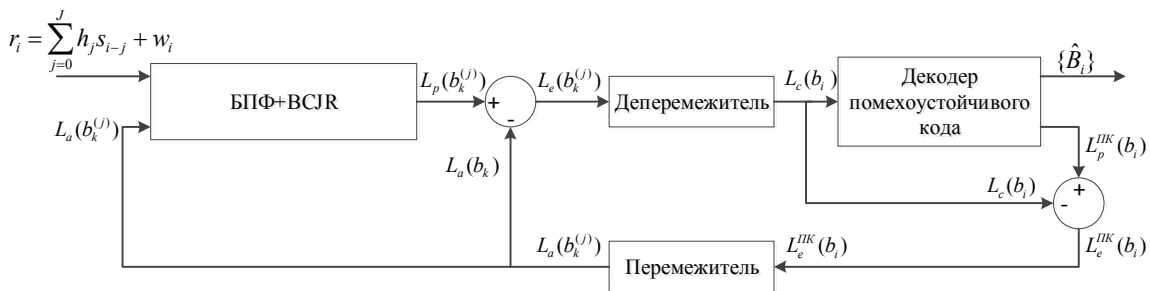


Рис. 6. Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с использованием алгоритма совместной компенсации эффектов канала и внутрисистемной интерференции на основе BCJR.

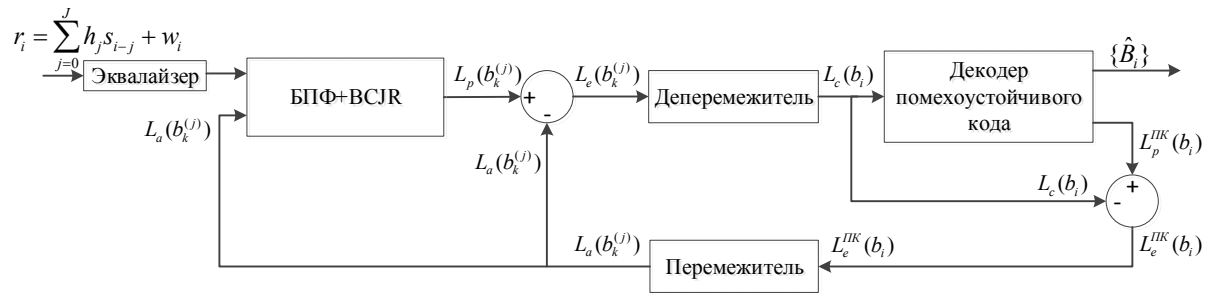
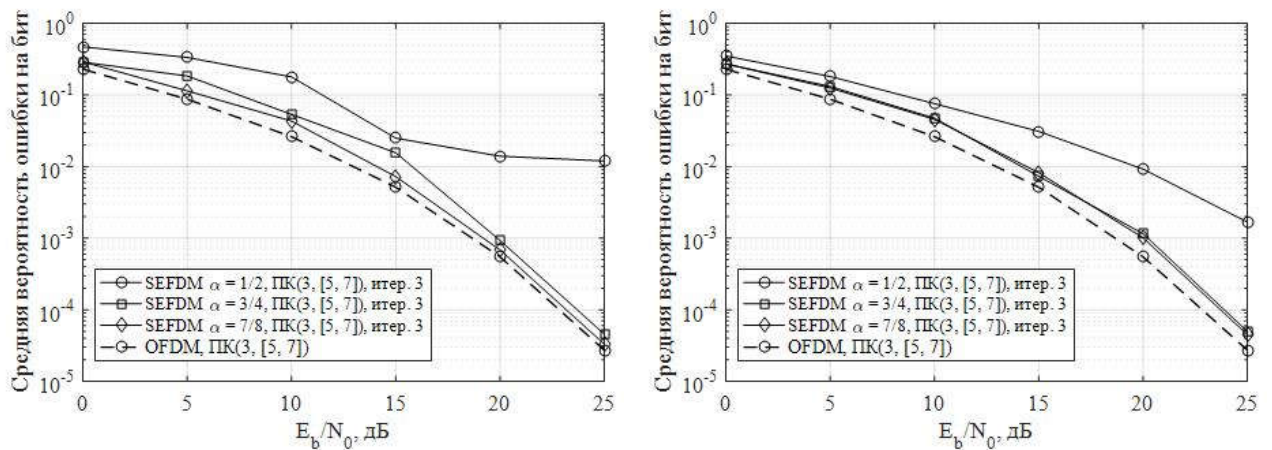


Рис. 7. Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с использованием эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом.

На рис. 6 представлена схема итеративного приема при использовании алгоритма совместной компенсации эффектов канала и внутрисистемной интерференции на основе BCJR, на рис. 7 – при использовании эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом с последующей итеративной процедурой компенсации внутрисистемной интерференции.



а) $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, номер итерации 3, прием SEFDM-сигналов с использованием алгоритма совместной компенсации эффектов канала и внутрисистемной интерференции на основе BCJR.

б) $\alpha = 1/2, 3/4, 7/8$, номер итерации 3, прием с использованием эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом

Рис. 8. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале EPA 5Hz итеративных алгоритмов приема

На рис. 8 представлены кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигнала при использовании итеративных алгоритмов приема при использовании в качестве помехоустойчивого кодирования сверточного кода (3, [5, 7]) и метода манипуляции QPSK. Для SEFDM-сигналов с параметрами $\alpha = 3/4, 7/8$ после третьей итерации обе схемы обеспечивают проигрыш около 1 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигнала с тем же помехоустойчивым кодом и эквалайзером по критерию минимума среднеквадратичной ошибки (MMSE). При параметре $\alpha = 1/2$ итеративный алгоритм приема на основе алгоритма совместной компенсации эффектов канала и внутрисистемной интерференции даже после третьей итерации наблюдается несократимая вероятность ошибки для СВО на бит 10^{-2} . Для алгоритма с использованием эквалайзера на основе представления SEFDM-сигнала эквивалентным OFDM-сигналом при параметре $\alpha = 1/2$ после третьей итерации наблюдается энергетический проигрыш около 5 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигнала с тем же помехоустойчивым кодом

В третьем разделе произведено обобщение методов формирования и приема SEFDM-сигналов в каналах с замираниями на случай многоантенных приемопередающих систем (MIMO).

Одним из способов улучшения качества приема сигнала в условиях канала с замираниями является организация пространственного разнесения, что позволяет использовать тот же частотно-временной ресурс, что и в классической схеме передачи данных. В работе были рассмотрены случаи разнесенного приема и передачи при использовании в системе связи SEFDM-сигналов.

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

$$\vec{r}_{DFT}^{(k)} = \tilde{\mathbf{H}}_{L \times L}^{(k)} \times \mathbf{F}_{L \times L} \times \mathbf{F}_{L \times N}^{-1} \times \vec{c} + \vec{w}_{DFT}, \quad (12)$$

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 $\vec{h}^{(k)} = \{\tilde{h}_i\}_{i=0}^L$ в частотной области (дискретное преобразование Фурье импульсной характеристики канала). 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 случае с SEFDM можно прибегнуть к этой же стратегии, получив на выходе оценки манипуляционных символов эквивалентного OFDM символа. Затем, оценки $\vec{\hat{c}}$ могут быть получены из $\vec{\hat{c}}$ с помощью демодуляторов SEFDM символов, которые работают в системах с одной антенной и АБГШ.

При наличии на передатчике нескольких антенн для борьбы с замираниями можно использовать разнесенную передачу. При этом, со всех антенн параллельно передается один и тот же поток данных. То есть, поток данных разбивается на блоки, которые затем ретранслируются в различные временные интервалы. Таким образом соблюдается принцип происходит неоднократная посылка данных, что улучшает помехоустойчивость схемы, но не дает выигрыша в скорости передачи данных (пространственно-временное кодирование (ПВК)). Использование пространственно-временного кодирования в системах связи с OFDM-сигналами может быть затруднено в случае быстро меняющегося канала. Для того, чтобы обойти данное ограничение была предложена модификация пространственно-временного кодирования, получившая название пространственно-частотного кодирования (ПЧК). Отличие заключается в том, что вместо передачи пары символов в двух последовательных временных интервалах, пара символов транслируется на соседних поднесущих многочастотного сигнала. Как было показано в разделе 2, SEFDM-сигнал можно представить в виде эквивалентного OFDM-сигнала, и, следовательно, схема пространственно-частотного кодирования может быть обобщена на случай SEFDM-сигналов. При этом, блок кодирования выглядит состоит из блока ДПФ размерности L , блока пространственно-частотного кодирования и блока ОДПФ размерности L (рис. 9).

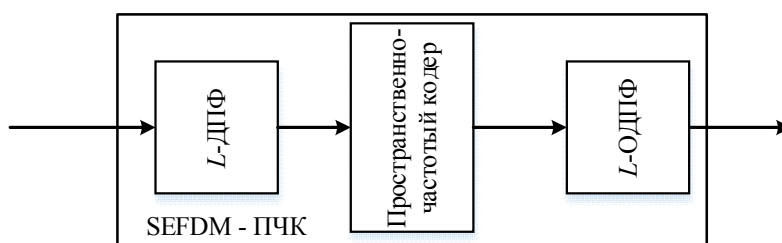


Рис. 9. Схема передачи SEFDM-сигнала при использовании техники пространственно-частотного кодирования.

Кривые помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ при использовании приемника с двумя антеннами на основе алгоритма MRC и компенсации внутрисистемной интерференции по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ представлена на рис. 10а. Кривые помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ при использовании приемника оптимального по критерию

минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ представлена на рис. 10б. Для обеих схем приемного устройства средняя вероятность ошибки на бит растет с увеличением частоты доплеровского сдвига многолучевого канала с частотно-селективными замираниями. При этом, энергетический проигрыш относительно сигналов OFDM остается постоянными для всех вариантов каналов с замираниями и составляет около 1 дБ для обеих схем приемного устройства. Однако, обладая одинаковой производительностью, метод приема на основе MRC предлагает большую гибкость в использовании различных алгоритмов компенсации внутрисистемной интерференции.

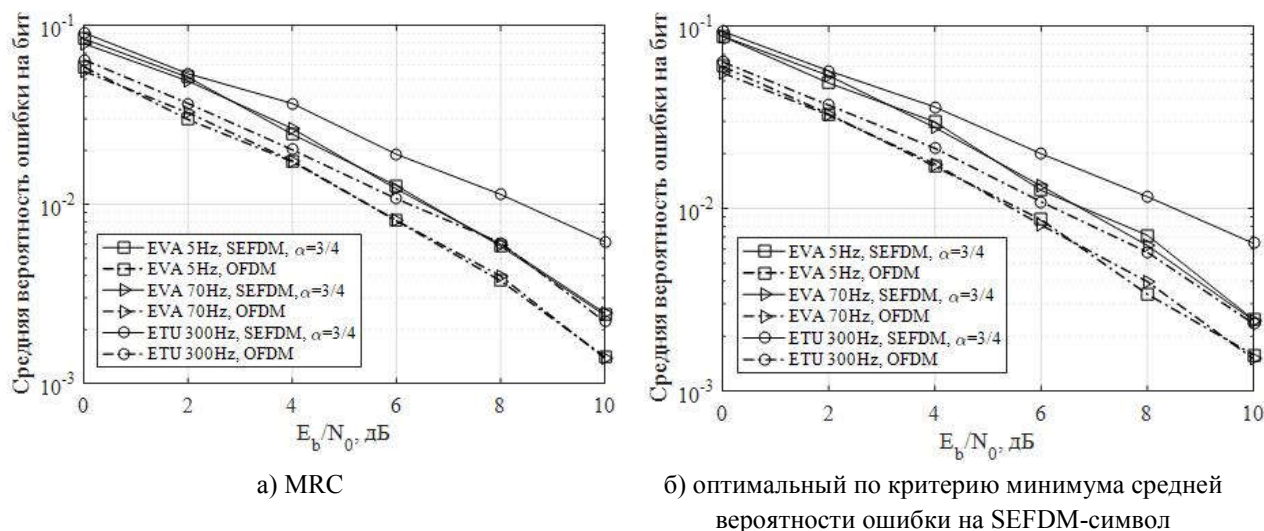


Рис. 10. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании разнесенного приема с 2 приемными антеннами

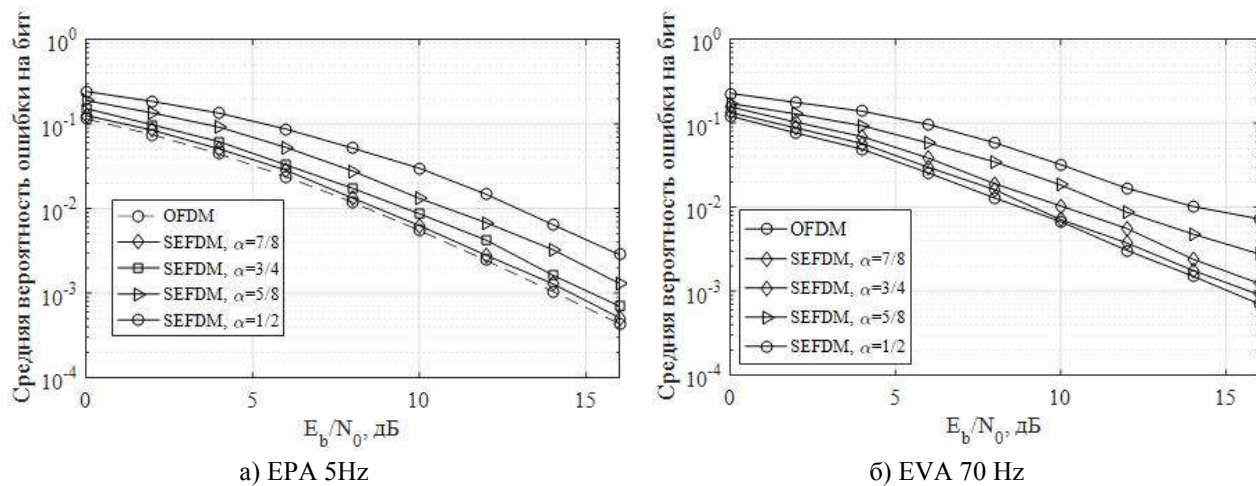


Рис. 11. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании схемы Аламути с 2 передающими и 1 приемной антенной

Кривые помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8$ при использовании схемы Аламути с 2 передающими и 1 приемной антенной и компенсации внутрисистемной интерференции по критерию минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ представлены на рис. 11. Энергетический проигрыш относительно сигналов OFDM ($\alpha = 1$) растет с уменьшением параметра α и составляет менее 1 дБ для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ как в случае канала EPA 5Hz, так и EVA 70Hz для СВО на бит 10^{-3} .

В заключении приводятся выводы по работе, апробация работы, и список трудов автора диссертации.

1. Анализ потенциальной помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в каналах с частотно-селективными замираниями показал, что при значениях параметра $\alpha > 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш, демонстрируемый SEFDM-сигналами по сравнению с OFDM-сигналами, составляет менее 1 дБ.

2. Разработан подоптимальный алгоритм приема “в целом” SEFDM-сигналов в каналах с замираниями на основе BCJR-алгоритма и решетки с переменными весами. Алгоритм имеет полиномиальную зависимость вычислительной сложности от числа поднесущих, обеспечивая 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} .

3. Разработан алгоритм приема SEFDM-сигналов с использованием эквализации на основе представления SEFDM-сигнала в виде эквивалентного OFDM-сигнала с пониженным количеством поднесущих и компенсацией внутрисистемной интерференции на основе алгоритма BCJR. Алгоритм имеет полиномиальную зависимость вычислительной сложности от числа поднесущих, обеспечивая 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} .

4. Разработаны итеративные алгоритмы приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием в каналах с замираниями. Алгоритмы обеспечивают для SEFDM-сигналов с параметром $\alpha = 3/4$ и методе манипуляции поднесущих частот QPSK энергетический проигрыш около 1 дБ по сравнению с приемом OFDM-сигналов при средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} .

5. Разработанные алгоритмы разнесенного приема и передачи сохраняют энергетический проигрыш по сравнению с приемом OFDM-сигналов на том же уровне, что и в случае классических систем передачи данных с одной антенной на передаче и приеме.

Публикации по теме диссертации

Статьи в журналах, входящих в перечень 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 в каналах с замираниями // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. Т. 12, № 4.

Статьи в журналах, входящих в базу Scopus.

3. 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.

4. 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

5. 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.

6. S. Gorbunov Joint trellis channel equalization and demodulation of SEFDM signals // Proceedings of 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 // Proceedings of IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), Batumi, 2018, pp. 1-4.

8. Rashich A, Gorbunov S Computational complexity analysis of SEFDM time and frequency domain equalizers // Proceedings of IEEE International Conference EExPolytech-2019, St. Petersburg, 2019, pp. 1-4.

Остальные публикации по теме диссертации.

9. Рашич А.В., Горбунов С.В. Алгоритм приема многочастотных сигналов с пониженным уровнем внеполосных излучений // 19-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2017». Доклады Выпуск: XIX; Том-1. – М.: 2017. – 272-277 с.