

На правах рукописи



Кислицын Александр Борисович

**АЛГОРИТМЫ ПРИЕМА
СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ
СИГНАЛОВ С НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ
УПЛОТНЕНИЕМ**

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

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

Санкт-Петербург

2016

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

Научный руководитель: Рашич Андрей Валерьевич
кандидат технических наук

Официальные оппоненты: Дворников Сергей Викторович, доктор технических наук, профессор кафедры радиосвязи, ФГКВОУ ВПО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного», г. Санкт-Петербург.

Сергиенко Александр Борисович, кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина)», г. Санкт-Петербург.

Ведущая организация: ПАО «Информационные телекоммуникационные технологии» (ПАО «Интелтех»)

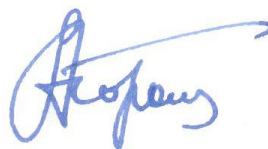
Защита состоится 22 декабря 2016 года в 16 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.01 при ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет» по адресу: 195251, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29, учебный корпус 4, аудитория 305.

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

Автореферат разослан « » октября 2016 года.

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

Коротков Александр Станиславович



Общая характеристика работы

Актуальность темы

В последние десятилетия большую значимость приобрела проблема повышения помехоустойчивости приема сигналов беспроводных телекоммуникационных систем, работающих в каналах с многолучевым распространением. Поиск решения этой проблемы привел к разработке сигнальных конструкций с ортогональным частотным уплотнением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Истощение частотного ресурса, выделяемого для беспроводных телекоммуникационных систем, привело к актуализации задачи повышения спектральной эффективности таких сигналов. В качестве альтернативы OFDM на настоящий момент рассматривается метод неортогонального частотного уплотнения (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing, SEFDM), позволяющий обеспечить увеличение спектральной эффективности до $1/\alpha$ раз, где α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот.

Алгоритмы приема SEFDM-сигналов описываются в работах M. Rodrigues, I. Darwazeh, X. Yang, W. Ai, T. Shuai, D. Li, I. Kanaras, С. В. Завьялова, С. Б. Макарова, S. Ahmed. Как показано в этих работах, потенциально высокая энергетическая и спектральная эффективность SEFDM-сигналов может быть реализована в канале с АБГШ при использовании алгоритмов когерентного приема, оптимальных в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на бит. Важной характеристикой алгоритмов приема является их вычислительная сложность, которая в настоящей диссертационной работе определяется как суммарное количество вещественных операций сложения и умножения, требуемых для обработки одного SEFDM-символа. К сожалению, алгоритмы когерентного приема SEFDM-сигналов, оптимальные в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на бит имеют экспоненциальную зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот N , то есть зависимость вида p^N , $p > 1$. Такая зависимость затрудняет возможность их реализации на основе современной программируемой элементной базы (например, программируемых логических интегральных схем – ПЛИС и цифровых процессоров обработки сигналов – ЦПОС) для SEFDM-сигналов с количеством поднесущих частот $N \geq 64$, как это предусматривается в современных системах с OFDM-сигналами (WiFi, WiMAX, LTE, DVB-T2 и т.д.).

Подоптимальные алгоритмы приема SEFDM-сигналов, основанные на выполнении линейных преобразований (умножении отсчетов SEFDM-символов, представленных в виде векторов, на матрицу) и предлагаемые в работах I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues и I. Darwazeh, имеют полиномиальную зависимость вычислительной сложности от N , то есть зависимость вида N^m , $m > 1$. Такая зависимость обеспечивает возможность их реализации даже для десятков тысяч поднесущих частот. Тем не менее, данные алгоритмы для SEFDM-сигналов с $\alpha < 0,7$ и $N \geq 64$ демонстрируют наличие несократимой вероятности ошибки на бит в области 10^{-3} . Поиски компромиссов между вычислительной сложностью и помехоустойчивостью приема SEFDM-сигналов привели к разработке тем же коллективом ученых подоптимальных алгоритмов приема на основе вычислительной процедуры “сферического декодирования”, впервые предложенной U. Fincke и M. Pohst. К сожалению, детальный анализ, представленный в работах I. Kanaras, выявил существенные недостатки данных алгоритмов: высокую чувствительность обеспечиваемой достоверности приема к малым изменениям значений параметров SEFDM-сигналов при $N \geq 64$ или $\alpha \leq 0,5$, а также – в худшем случае – экспоненциальную зависимость вычислительной сложности от N . В работах А. В. Рашича и С. Б. Макарова было показано, что для компенсации внутрисимвольной интерференции в спектрально-эффективных сигналах с OFDM может быть использован алгоритм BCJR. При этом для снижения вычислительной сложности учитывается интерференция только между K соседними поднесущими частотами. Тем не

менее, применение алгоритма BCJR для компенсации внутрисимвольной интерференции в SEFDM-сигналах в современной научной литературе не рассматривалось.

В современных цифровых телекоммуникационных системах широко используются методы помехоустойчивого кодирования. Однако алгоритмы приема SEFDM-сигналов при их совместном использовании с помехоустойчивыми кодами практически не представлены в современной научной литературе. Несколько таких алгоритмов было предложено в работах D. Dasalukunte, тем не менее, эти алгоритмы применимы только при использовании метода манипуляции поднесущих частот BPSK и подвержены эффекту размножения ошибок. В то же время, как было показано D. Dasalukunte, разработка и применение подоптимальных итеративных алгоритмов приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивыми кодами позволяет снизить величину энергетического проигрыша до величины, не превышающей 1 дБ, по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью OFDM-сигналов с теми же методами помехоустойчивого кодирования.

Важно отметить, что применительно к OFDM-сигналам значительное влияние на алгоритмы их приема оказали методы их формирования. Аналитическая запись дискретного OFDM-символа является эквивалентной записи обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). Это позволило использовать в передатчике и приемнике алгоритмы обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) и быстрого преобразования Фурье (БПФ) соответственно. В работах S. Ahmed и I. Darwazeh представлены методы формирования SEFDM-сигналов с использованием ОДПФ размерности N и N/α , для реализации которого предлагается использовать алгоритм ОБПФ, что обеспечивает зависимость вычислительной сложности методов от N вида $N \log_2 N$ и $(N/\alpha) \log_2 (N/\alpha)$ соответственно. Данные методы имеют общие черты со схемами, лежащими в основе современных OFDM-модемов, что обеспечивает простоту их реализации. При этом, учитывая, что в работах этих авторов SEFDM-сигналы рассматриваются на повышенной частоте дискретизации, размерности ОДПФ в описываемых ими методах формирования могут быть снижены, по крайней мере, в $1/\alpha$ раз, обеспечивая существенное снижение вычислительной сложности методов в целом для $N \geq 64$.

Таким образом, актуальной является проблема разработки новых алгоритмов приема SEFDM-сигналов, в том числе и при их совместном использовании с помехоустойчивыми кодами, обеспечивающих высокую достоверность приема и имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной, а также методов формирования SEFDM-сигналов, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот вида $N \log_2 N$.

Объектом исследования в работе являются многочастотные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM-сигналы) и алгоритмы их когерентного приема в канале с АБГШ.

Предметом исследования является помехоустойчивость приема многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением в канале с АБГШ при использовании подоптимальных алгоритмов приема, имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.

Целью работы является повышение помехоустойчивости приема многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением в канале с АБГШ 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. Разработка алгоритмов оптимального когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ и оценка потенциальной энергетической и спектральной эффективности SEFDM-сигналов. Снижение вычислительной сложности предложенных алгоритмов.

2. Разработка подоптимальных алгоритмов когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ без компенсации внутрисимвольной интерференции на основе ДПФ с размерностью, не превышающей количество поднесущих частот.

3. Разработка подоптимальных алгоритмов когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR и имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.

4. Разработка подоптимальных алгоритмов когерентного приема SEFDM-сигналов для использования совместно с декодерами помехоустойчивых кодов в канале с АБГШ, с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR и имеющих зависимость вычислительной сложности от количества поднесущих частот не выше полиномиальной.

5. Разработка методов формирования SEFDM-сигналов на основе ОДФФ с размерностью, не превышающей количество поднесущих частот.

6. Проведение экспериментальных исследований разработанных алгоритмов формирования и приема SEFDM-сигналов с помощью программно-аппаратного комплекса.

Методы исследований

В ходе исследований использовались методы теории вероятностей, теории потенциальной помехоустойчивости, специальных функций, теории случайных процессов и математической статистики, спектрального анализа, методов вычислительной математики и программирования. Имитационное моделирование выполнено с использованием пакетов MatLab и MS Visual Studio. Экспериментальные исследования проводились на базе аппаратуры National Instruments.

Научная новизна результатов диссертационной работы

1. Выполнена оценка потенциальной энергетической и спектральной эффективности SEFDM-сигналов в канале с АБГШ при малом количестве поднесущих частот и видах манипуляции: BPSK, QPSK и QAM-16.

2. Проведен анализ влияния величины частотного уплотнения поднесущих частот, величины защитных интервалов по частоте, количества поднесущих частот и объема канального алфавита метода манипуляции поднесущих частот на потенциальную помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ.

3. Получены аналитические выражения, описывающие взаимное интерференционное влияние поднесущих частот SEFDM-сигналов.

4. Проведен анализ влияния величины частотного уплотнения поднесущих частот и временного смещения моментов взятия отсчетов SEFDM-символов на помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ, обеспечиваемую подоптимальными алгоритмами приема без компенсации внутрисимвольной интерференции.

5. Доказана эквивалентность интерференционного искажения манипуляционных символов поднесущих частот свертке последовательностей из N манипуляционных символов каждого SEFDM-символа с последовательностью из $2N-1$ коэффициентов, определяемых параметрами SEFDM-сигналов.

6. Проведен анализ помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ при использовании алгоритма BCJR для решения задачи частичной компенсации внутрисимвольной интерференции при различных значениях частотного уплотнения поднесущих частот.

Положения, выносимые на защиту

1. При использовании разработанных алгоритмов оптимального когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ для величины защитных интервалов не менее 37% от частоты дискретизации и $N = 5 \dots 10$, при $\alpha \geq 0,8$ (для сигналов с QPSK и QAM-16) и $\alpha \geq 0,5$ (для сигналов с BPSK) различие между помехоустойчивостью приема SEFDM-сигналов и потенциальной помехоустойчивостью приема классических OFDM-сигналов оказывается в пределах доверительного интервала оценки средней вероятности ошибки на бит.

2. Разработанный подоптимальный алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR обеспечивает для SEFDM-сигналов при $N = 200$, $\alpha = 3/4$, $K = 7$, методе манипуляции

поднесущих частот QPSK и средней вероятности ошибки на бит 10^{-3} энергетический проигрыш не более 1,2 дБ по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ. Алгоритм имеет зависимость вычислительной сложности от N вида $M\log_2 N$. Разработанный алгоритм при $K=5$ уже для 16 поднесущих частот обеспечивает вычислительную сложность на 5...7 порядков меньше, чем оптимальные алгоритмы приема SEFDM-сигналов.

3. Разработанный итеративный алгоритм приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием совместно с разработанными оптимальными алгоритмами приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ для $N=6$, $\alpha \geq 1/2$, метода манипуляции поднесущих частот QPSK, при использовании сверточного кода (3, [5,7]) и средней вероятности ошибки на бит 10^{-5} уже на 3 итерации обеспечивает различие помехоустойчивости приема по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью приема одночастотных сигналов с тем же видом кодирования в пределах доверительного интервала оценки средней вероятности ошибки на бит.

4. Разработанный итеративный алгоритм приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием совместно с разработанным подоптимальным алгоритмом приема SEFDM-сигналов с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR в канале с АБГШ обеспечивает величину энергетического проигрыша по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью приема одночастотных сигналов с тем же видом кодирования не более 0,7 дБ для $K=5...7$ и не более 1,5 дБ, для $K=3$ уже на 4 итерации для $N=200$, $\alpha \geq 1/2$, метода манипуляции поднесущих частот QPSK и средней вероятности ошибки на бит 10^{-5} , при использовании сверточного кода (3, [5,7]). Данный итеративный алгоритм имеет зависимость вычислительной сложности от N вида $M\log_2 N$.

5. При количестве поднесущих частот от 64 до 1024 вычислительная сложность разработанных алгоритмов формирования SEFDM-сигналов оказывается от 1,8 до 5,5 раз меньше по сравнению с существующими алгоритмами на основе ОДФ.

6. На основе экспериментальных исследований, проведенных с помощью разработанного программно-аппаратного комплекса для SEFDM-сигналов с $N=200$ и методом манипуляции поднесущих частот QPSK, энергетический проигрыш, обеспечиваемый реализованными в комплексе разработанными алгоритмами приема, относительно результатов имитационного моделирования оказался в пределах погрешности измерений средней вероятности ошибки на бит. Производительность модема составила ~1 Мбит/с для алгоритма приема SEFDM-сигналов с компенсацией внутрисимвольной интерференции с BCJR и ~0,4 Мбит/с для итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с BCJR при трех итерациях.

Теоретическая значимость результатов диссертационной работы состоит в совершенствовании и дальнейшем развитии методов теории потенциальной помехоустойчивости применительно к обработке многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением, а также в разработке процедуры демодуляции этих сигналов, базирующейся на алгоритме BCJR и позволяющей существенно снизить вычислительную сложность алгоритмов приема при незначительном энергетическом проигрыше.

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 демодуляции сигналов с внутрисимвольной интерференцией, 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. Так, в частном случае оптимального приема SEFDM-сигналов при $0,8 \leq \alpha \leq 1,0$ результаты настоящего

диссертационного совпадают с теоретическими результатами, известными из работ J. E. Mazo.

Практическая значимость результатов диссертационного исследования

Повышение энергетической эффективности SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием при использовании разработанных подоптимальных алгоритмов приема позволит более чем в 2 раза увеличить скорость передачи данных в современных телекоммуникационных системах с многочастотными сигналами, таких как DVB-T/T2, DVB-H, DVB-S, IPStar, при переходе к неортогональному частотному уплотнению поднесущих частот. При этом дополнительные энергетические потери составят не более 0,7 дБ.

Предложенные структурные схемы разработанных методов формирования и алгоритмов приема SEFDM-сигналов включают блоки БПФ/ОБПФ и блок, реализующий алгоритм BCJR. Эти модули лежат в основе современных OFDM-модемов. Данное обстоятельство обуславливает возможность простого перехода с OFDM-сигнальных конструкций к SEFDM-сигнальным конструкциям посредством обновления программного обеспечения существующих приемо-передающих устройств. Предложенные структурные схемы позволяют организовать промышленный выпуск радиомодема SEFDM-сигналов на основе программно-определяемой платформы National Instruments USRP RIO со встроенной ПЛИС Xilinx Kintex-7 K7410T.

Экспериментально полученная оценка энергетической эффективности SEFDM-сигналов с 200 поднесущими частотами, манипулируемыми методом QPSK, $\alpha = 1/2$ совместно со сверточным кодом (3, [5,7]) при использовании разработанного итеративного алгоритма приема показала, что энергетические потери по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью одночастотных сигналов с тем же видом манипуляции и помехоустойчивым кодом составляет не более 1,0 дБ. Полученная в результате проведения экспериментов оценка спектральной эффективности таких SEFDM-сигналов показала, что переход от OFDM-сигналов с QPSK и $N = 200$, сформированных с помощью классической схемы на основе ОДПФ, к SEFDM-сигналам с QPSK, $\alpha = 1/2$ и тем же количеством поднесущих частот, сформированных с помощью предложенных методов, обеспечивает снижение удельных затрат полосы примерно в 2 раза. Это позволяет использовать SEFDM-сигналы в совокупности с предложенными методами их формирования и алгоритмами их приема в каналах передачи данных с ограниченной полосой частот, что является актуальным для современных сотовых сетей связи, использующих многочастотные сигналы, таких как WiMAX, LTE и LTE Advanced 4G.

Реализация результатов исследований

Результаты диссертационных исследований реализованы в НИР “Перспективная система персональной спутниковой связи”. Договор № 144403201 от 01.10.2012, ООО “Специальный технологический центр” и НИР “Разработка макета программно-аппаратного комплекса анализа сетей Wi-Fi”. Договор № 143427301 от 26.04.2013, ООО “Специальный технологический центр”. Кроме того, результаты исследований использованы при выполнении государственного контракта № 735.20.1.551-12/144500311 от 20.12.2012 “Исследование возможности применения беспроводных технологий передачи данных в САУ перспективного АГТД, включая исследование оптимальных способов электропитания элементов системы”, ОАО “Климов”.

Публикации и вклад автора в разработку проблемы

По теме диссертации опубликовано 12 работ. Кроме того, одна публикация по теме работы принята в печать. Все приведенные в настоящей диссертации результаты получены автором самостоятельно.

Апробация результатов

Материалы диссертационного исследования докладывались на следующих конференциях:

1. 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, St. Petersburg, Russia, August 27-29, 2014;

2. Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014", 2014;
3. 15th International Conference, NEW2AN 2015 and 8th Conference, ruSMART 2015, St. Petersburg, Russia, August 26-28, 2015;
4. Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2016", 2016.

Структура диссертации

Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объём диссертационной работы вместе с приложениями составляет 143 страницы, в том числе 131 страница основного текста, 68 рисунков, 4 таблицы, список используемой литературы из 44 наименований и 1 приложение.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении представлена актуальность, сформулированы цель и задачи работы, проводится краткий анализ работ, посвященных теме настоящей диссертации, раскрывается содержание основных разделов работы.

В первом разделе работы приведены аналитические представления непрерывных и дискретных SEFDM-сигналов в основной полосе частот. В частности, аналитическая запись непрерывного SEFDM-сигнала в основной полосе частот представлена в виде:

$$s_{A,\varepsilon}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k) \exp(j2\pi k \Delta f (t - nT)) \psi_T(t - nT - \varepsilon T),$$

где N – количество поднесущих частот, $C_N^{(n)}(k)$ – манипуляционный символ k -ой поднесущей n -го SEFDM-символа, Δf – частотное разнесение соседних поднесущих частот, $\psi_T(t)$ – функция, равная 1 на интервале $t \in [0; T]$ и равная 0 при остальных значениях t , T – длительность SEFDM-символа, $|\varepsilon| \leq 0,5$ – произвольная константа, задающая смещение сигнала во временной области.

Важной характеристикой сигналов с SEFDM является коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот – $\alpha = \Delta f T$. Для сигналов с OFDM $\alpha = 1$, в то время как для рассматриваемого класса SEFDM $\alpha < 1$. При переходе от непрерывных к дискретным SEFDM-сигналам частота дискретизации определяется значением $F_s = N \Delta f$. Учитывая данное значение, аналитическая запись дискретного SEFDM-символа в основной полосе частот представлена в виде:

$$s_{D,\varepsilon}^{(n)}(i) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k) \exp(j2\pi k (i + 0,5 + \varepsilon L) / N), \quad i = 0 \dots L - 1, \quad (1)$$

где $L = N\alpha$ – количество отсчетов, соответствующих SEFDM-символу. Количество поднесущих частот N представлено как сумма количества манипулируемых поднесущих частот N_H , а также количества “защитных” (с амплитудой, равной 0) поднесущих, соответствующих наименьшим отрицательным и наибольшим положительным индексам k в представлении (1).

Также в первом разделе работы получены аналитические выражения для спектральной функции непрерывного и дискретного SEFDM-символа. Представлено математическое описание канального алфавита манипуляционных символов, соответствующих поднесущим частотам SEFDM-сигналов, а также канального алфавита самих SEFDM-сигналов. Подробно сформулирована цель работы и научные задачи диссертации.

Во втором разделе предложены методы формирования SEFDM-сигналов на основе ОДПФ, обладающих более низкой вычислительной сложностью по сравнению с альтернативными известными методами. Важнейшей особенностью предложенных методов

является то, что они построены на основе широко применяемых схем формирования OFDM-сигналов.

Продолжение дискретного сигнала (1) по длительности до N отсчетов и его дальнейшая периодизация с периодом N может быть записана как:

$$\xi_N^{(n)}(i) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} D_N^{(n)}(k) \exp(j2\pi ki / N), \quad (2)$$

$$D_N^{(n)}(k) = C_N^{(n)}(k) \exp(j2\pi k(0,5 + \varepsilon L) / N).$$

Выражение (2) с точностью до константы представляет собой формулу обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). Структурная схема разработанного метода формирования SEFDM-сигналов с применением ОДПФ размерности N представлена на рис. 1. Предполагая, что количество поднесущих частот в SEFDM-сигнале равно степени 2: $N = 2^m$, при реализации ОДПФ становится возможным применение вычислительного алгоритма ОБПФ. Тогда вычислительная сложность метода в терминах O -большого определяется как $O(N \log_2(N))$.

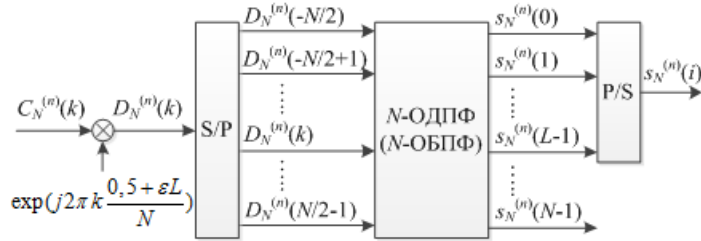


Рис. 1. Структурная схема разработанного метода формирования SEFDM-сигналов с применением ОДПФ размерности N

При возможности дробно-рационального представления α , $\alpha = l/p$, в работе предлагается использование метода на основе выполнения p ОДПФ размерности L . Для формализации этого метода определяется последовательность $\{D'_{NL}(m)\}_{m=-NL/2}^{NL/2-1}$ из NL элементов, формируемая в соответствии с правилом: $D'_{NL}(m) = D_N^{(n)}(k)$ при $m = kl$ и $D'_{NL}(m) = 0$ иначе. Тогда периодическое продолжение дискретного SEFDM-символа, описываемого выражением (1), с периодом L записывается как:

$$\xi_L^{(n)}(i) = \sum_{b=0}^{p-1} \left[\sum_{k=-L/2}^{L/2-1} \{D'_{NL}(kp+b) \exp(j2\pi ki / L)\} \exp(j2\pi bi / (lN)) \right]. \quad (3)$$

Выражение (3) описывает сумму отсчетов на выходе p ОДПФ размерности L , умножаемых на значения:

$$\gamma(i,b) = \exp(j2\pi bi / (lN)).$$

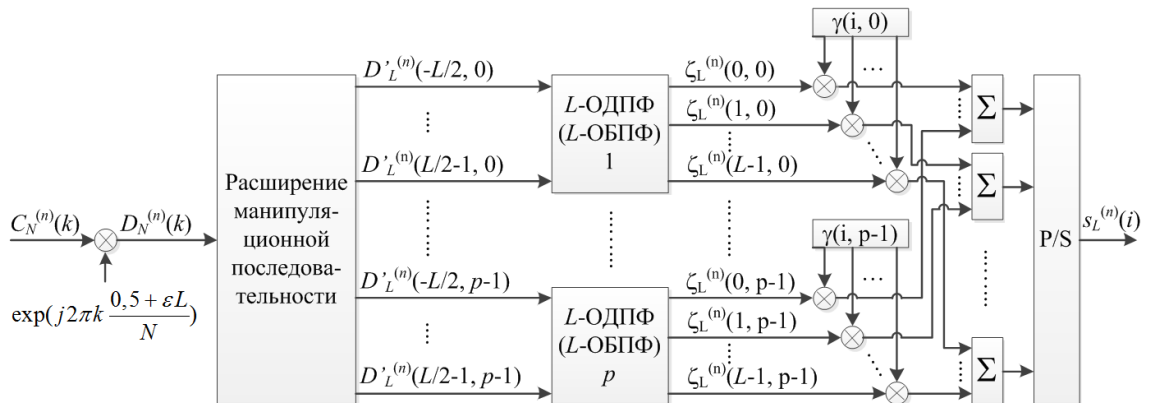


Рис. 2. Структурная схема разработанного метода формирования SEFDM-сигналов с применением p ОДПФ размерности L

Структурная схема разработанного метода формирования SEFDM-сигналов с применением p ОДПФ размерности L представлена на рис. 2. При выполнении условия $L = 2^q$, $q \in \mathbb{N}$, для реализации ОДПФ становится возможным применение алгоритма ОБПФ, что обеспечивает вычислительную сложность метода в терминах O -большого $O(N \log_2(N\alpha))$.

При количестве поднесущих частот $N \geq 64$, как это предусматривается в современных системах с OFDM-сигналами (WiFi, WiMAX, LTE, DVB-T2 и т.д.), разработанные методы применимы для большого набора значений α – от 5 до 63 различных вариантов в интервале от 0 до 1 для каждого значения N . Предложенные методы формирования SEFDM-сигналов имеют меньшую вычислительную сложность, чем альтернативные известные методы на основе ОДПФ. При $N = 64 \dots 1024$, применении ОБПФ для реализации ОДПФ вычислительная сложность предложенных методов формирования SEFDM-сигналов оказывается в $2,2 \dots 5,0$ раз меньше по сравнению с вычислительной сложностью альтернативных известных методов на основе ОБПФ.

Выводы. Получено решение пятой научной задачи – разработано два метода формирования SEFDM-сигналов на основе ОДПФ с размерностью N и L . Методы имеют низкую вычислительную сложность, определяемую при использовании алгоритма ОБПФ для реализации ОДПФ выражениями $O(N \log_2(N))$ и $O(N \log_2(N\alpha))$ соответственно.

В третьем разделе получены два алгоритма оптимального когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ – алгоритм, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ и алгоритм, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на бит. Пусть на вход приемного устройства поступает SEFDM-символ в виде:

$$y(t) = \mu s_{A,\varepsilon}^{(r)}(t) + n(t), \quad t \in [\varepsilon T; T + \varepsilon T],$$

где $s_{A,\varepsilon}^{(r)}(t)$ – r -ый вариант SEFDM-символа, μ – вещественный коэффициент, характеризующий затухание сигнала в процессе распространения, $n(t)$ – реализация АБГШ. Тогда алгоритм когерентного приема дискретных SEFDM-сигналов, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ, имеет следующий вид: приемное устройство принимает решение о поступлении на вход SEFDM-символа $s_{A,\varepsilon}^{(r')}$, если

$$\sum_{i=0}^{L-1} |y(i) - \mu s_{D,\varepsilon}^{(r)}(i)|^2 < \sum_{i=0}^{L-1} |y(i) - \mu s_{D,\varepsilon}^{(r')}(i)|^2, \quad \forall r, r' = 0 \dots M_s - 1, r \neq r', \quad (4)$$

где M_s – объем канального алфавита SEFDM-символов. Алгоритм приема SEFDM-сигналов, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на бит имеет вид:

$$\hat{b}_k^{(j)} = \arg \max_{b=0,1} \left\{ \sum_{r=0}^{M_s-1} \delta(b_k^{(j)} = b, r) P(r) \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=0}^{L-1} |y(i) - \mu s_{D,\varepsilon}^{(r)}(i)|^2 \right) \right\}, \quad (5)$$

где $\hat{b}_k^{(j)}$ – оценка значения j -го бита манипуляционного символа $C_N^{(n)}(k)$, $P(r)$ – априорная вероятность поступления на вход приемного устройства SEFDM-символа $s_{A,\varepsilon}^{(r)}(t)$, σ^2 – средняя мощность АБГШ, $\delta(b_k^{(j)} = b, r)$ – селектирующая функция, равная 1, если бит $b_k^{(j)}$ SEFDM-символа $s_{A,\varepsilon}^{(r)}(t)$ принимает значение b , и равная 0 иначе.

Анализ алгоритмов (4) и (5) показал, что зависимость их вычислительной сложности от N определяется в терминах O -большого как $O(N(M_C)^N)$, где M_C – объем канального алфавита метода манипуляции поднесущих частот. В диссертационной работе предложена вычислительная процедура, снижающая вычислительную сложность алгоритмов (4) и (5). Применение данной процедуры позволяет снизить вычислительную сложность алгоритма (4) от 3,5 до 10,7 раз для $N = 16$ и от 57,5 до 173,0 раз для $N = 256$. Вычислительная сложность

алгоритма (5) при использовании разработанной процедуры снижается от 1,4 до 2,7 раз для $N = 16$ и от 2,1 до 4,2 раз для $N = 256$.

Результаты имитационного моделирования алгоритмов (4) и (5) показали, что они обеспечивают одинаковую помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ. На рис. 3 представлены полученные в результате имитационного моделирования характеристики потенциальной помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале с АБГШ при использовании алгоритмов (4) и (5). Проведенный в работе анализ данных имитационного моделирования показал, что в канале с АБГШ при $\alpha \geq 0,8$ (для SEFDM-сигналов с QPSK, QAM-16) и $\alpha \geq 0,5$ (для SEFDM-сигналов с BPSK) для величины защитных интервалов не менее 37% от частоты дискретизации и $N = 5 \dots 10$, различие между потенциальной помехоустойчивостью приема SEFDM-сигналов и потенциальной помехоустойчивостью приема классических OFDM-сигналов оказывается в пределах доверительного интервала оценки средней вероятности ошибки на бит при ее значениях $P_o \leq 10^{-3}$. Данные результаты совпадают с результатами, предсказанными в работах J. E. Mazo. Наличие границы $\alpha \cong 0,8$ означает потенциальную возможность практически без энергетических потерь в канале с АБГШ увеличить скорость передачи информации на 20% в системах связи, использующих OFDM-сигналы, посредством перехода к SEFDM-сигналам с $\alpha \cong 0,8$.

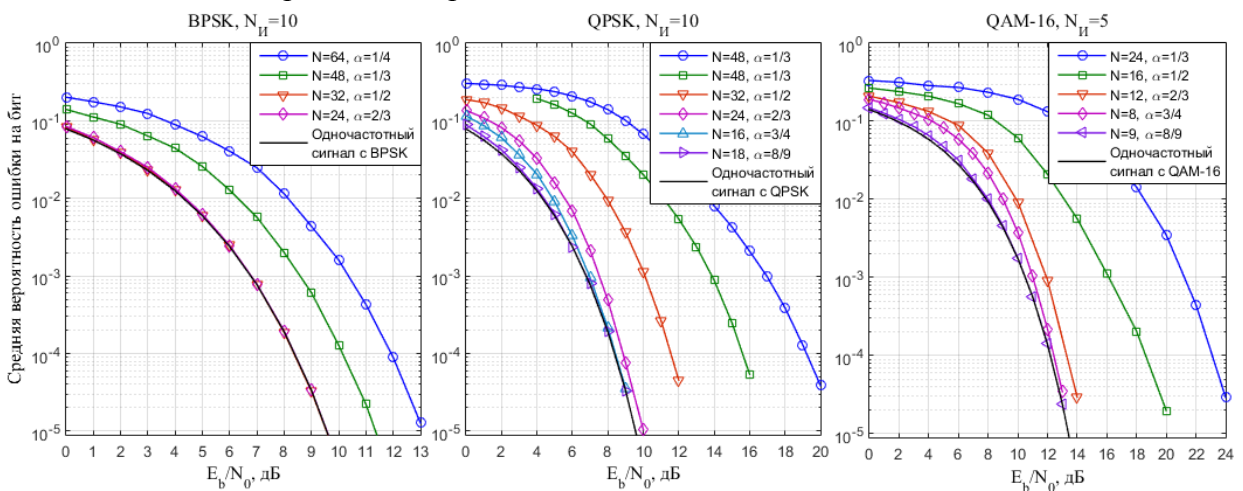


Рис. 3. Характеристики потенциальной помехоустойчивости SEFDM-сигналов в канале с АБГШ

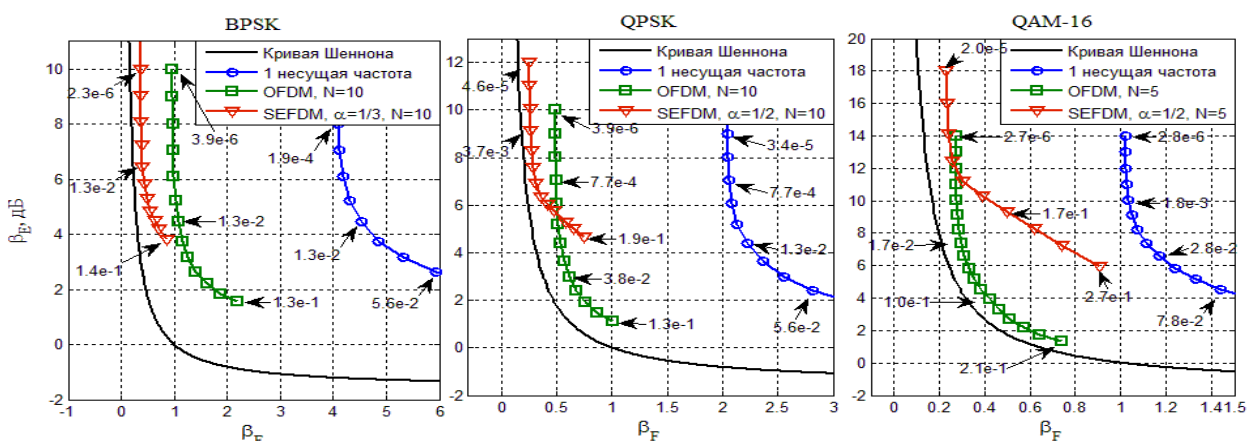


Рис. 4. Зависимость удельных энергетических затрат от удельных затрат полосы частот для различных типов сигналов

На рис. 4 представлены полученные в работе графики зависимости удельных энергетических затрат β_E от удельных затрат полосы частот β_F для одночастотных сигналов, OFDM-сигналов и SEFDM-сигналов с $\alpha=1/3$ и $\alpha=1/2$. На графиках отмечены значения средней вероятности ошибки на бит. Анализ полученных оценок показал, что потенциально SEFDM-сигналы имеют большую спектральную эффективность по сравнению

с OFDM- и одночастотными сигналами для малых значений средней вероятности ошибки на бит.

Выводы. Решена первая научная задача – разработан алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на SEFDM-символ, и алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ, оптимальный в смысле критерия минимума средней вероятности ошибки на бит. Разработана вычислительная процедура, снижающая вычислительную сложность данных алгоритмов. В результате имитационного моделирования этих алгоритмов выполнена оценка потенциальной энергетической и спектральной эффективности SEFDM-сигналов с видами манипуляции BPSK, QPSK, QAM-16.

В четвертом разделе на основе предложенных методов формирования SEFDM-сигналов разработаны подоптимальные алгоритмы когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ без компенсации внутрисимвольной интерференции с использованием ДПФ размерности N и $N\alpha$. На рис. 5-6 представлены предложенные структурные схемы этих алгоритмов, предусматривающие использование вычислительного алгоритма БПФ для реализации ДПФ. Данные схемы имеют общие черты с широко применяемыми схемами приема OFDM-сигналов.

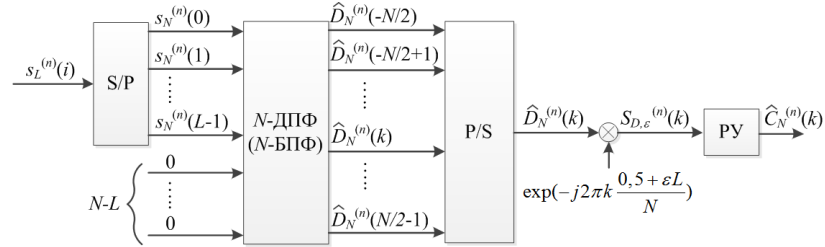


Рис. 5. Структурная схема разработанного алгоритма приема SEFDM-сигналов без компенсации внутрисимвольной интерференции с применением ДПФ размерности N

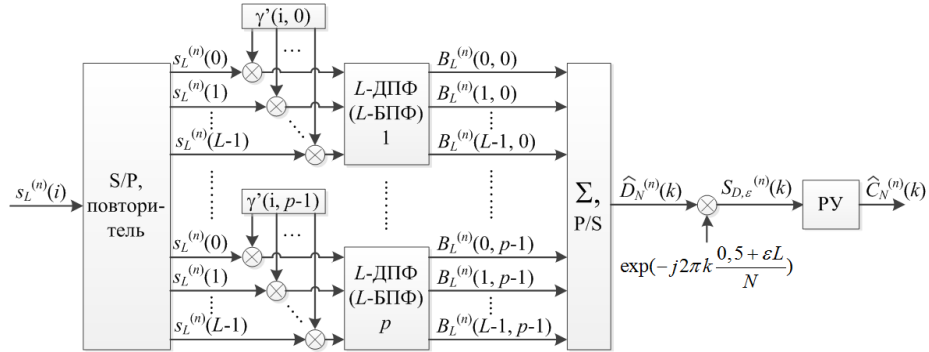


Рис. 6. Структурная схема разработанного алгоритма приема SEFDM-сигналов без компенсации внутрисимвольной интерференции с применением p ДПФ размерности L

Блок решающего устройства (PУ) на рис. 5-6 реализует правило принятия решений, широко используемое при приеме OFDM-сигналов: приемное устройство принимает решение относительно равенства k -го манипуляционного символа n -го SEFDM-символа значению $C_{\mathcal{A}_k}(r_k)$ из канального алфавита \mathcal{A}_k , если евклидово расстояние между k -ым спектральным отсчетом SEFDM-символа $S_{D,\varepsilon}^{(n)}(k)$ и $TC_{\mathcal{A}_k}(r_k)$ оказывается наименьшим среди всех возможных значений $C_{\mathcal{A}_k}(r_k) \in \mathcal{A}_k$, $r_k = 1 \dots m_k$:

$$\hat{C}_N^{(n)}(k) = \arg \left\{ \min_{C_{\mathcal{A}_k}(r_k)} |TC_{\mathcal{A}_k}(r_k) - S_{D,\varepsilon}^{(n)}(k)| \right\}. \quad (6)$$

Условия применимости данных алгоритмов приема SEFDM-сигналов и их вычислительная сложность (за исключением блока PУ), аналогичны характеристикам соответствующих разработанных методов формирования SEFDM-сигналов. Таким образом, при использовании БПФ для реализации ДПФ в этих алгоритмах зависимость их вычислительной сложности от N имеет вид: $O(N \log_2(N))$ или $O(N \log_2(N\alpha))$.

Вычислительная эффективность разработанных алгоритмов приема позволяет на практике осуществлять обработку SEFDM-сигналов с количеством поднесущих частот $N \geq 64$, что является затруднительным для оптимальных алгоритмов приема (4) и (5). Имитационное моделирование показало, что использование разработанных алгоритмов приема SEFDM-сигналов на основе ДПФ совместно с методами манипуляции поднесущих QPSK и QAM-16 приводит к появлению несократимой вероятности ошибки на бит от 10^{-2} до 0,3 уже при $N=5$ и $\alpha=0,75$. Значительные энергетические проигрыши по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью SEFDM-сигналов объясняются влиянием эффектов внутрисимвольной интерференции и алайзинга.

В диссертационной работе показано, что выражение (6) может быть записано в следующем виде:

$$\hat{C}_N^{(n)}(k) = \arg \left\{ \min_{C_{A_k}(r_k)} \left| \left(C_{A_k}(r_k) - C_N^{(n)}(k) \right) + \left(I_\varepsilon^{(n)}(k) + A_\varepsilon^{(n)}(k) \right) \right| \right\},$$

$$I_\varepsilon^{(n)}(k) = \sum_{\substack{k'=-N/2 \\ k \neq k'}}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k') \operatorname{sinc}(\pi\alpha(k-k')) \exp(-j2\pi\alpha(k-k')(\varepsilon+0,5)),$$

$$A_\varepsilon^{(n)}(k) = \sum_{\substack{l=-\infty \\ l \neq 0}}^{+\infty} \sum_{k'=-N/2}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k') \operatorname{sinc}(\pi\alpha(k-k'-lN)) \exp(-j2\pi[\alpha(k'-k-lN)(\varepsilon+0,5)+l(0,5+\varepsilon L)]),$$

где $I_\varepsilon^{(n)}(k)$ и $A_\varepsilon^{(n)}(k)$ – составляющие, определяющие интерференционное и алайзинговое влияние сигналов поднесущих частот с индексами $k' \neq k$ на сигнал поднесущей частоты с индексом k . Таким образом, сумма $I_\varepsilon^{(n)}(k) + A_\varepsilon^{(n)}(k)$ определяет систематическую ошибку приема при использовании правила принятия решений (6).

Сформулирована и решена оптимизационная задача поиска параметров α и ε SEFDM-сигналов, при которых математическое ожидание систематической ошибки $I_\varepsilon^{(n)}(k) + A_\varepsilon^{(n)}(k)$ для алгоритма (6) будет минимизировано:

$$\{\alpha^*, \varepsilon^*\} = \arg \left\{ \min_{\alpha, \varepsilon} E(|I_\varepsilon^{(n)}(k) + A_\varepsilon^{(n)}(k)|) \right\}, \text{ s.t. } |\alpha^* - \hat{\alpha}| \leq \rho, \quad (7)$$

где $E(\cdot)$ – математическое ожидание, ρ – максимальное отклонение искомого значения α^* от начального приближения $\hat{\alpha}$.

На примере метода манипуляции поднесущих частот QPSK показано, что решение оптимизационной задачи (7) для комплекснозначных алфавитов A_k не обеспечивает снижения систематической ошибки (6). Однако для вещественных алфавитов A_k решение (7) позволяет найти параметры SEFDM-сигналов, помехоустойчивость приема которых при использовании разработанных алгоритмов на основе ДПФ оказывается значительно выше по сравнению с SEFDM-сигналами, параметры которых отличаются от полученных в результате решения (7). На рис. 7 представлены полученные в результате имитационного моделирования характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов с методом манипуляции ASK-4, $N=128$ и параметрами $\alpha^*=1/2$, $\varepsilon^*=0$, являющимися решением (7) при

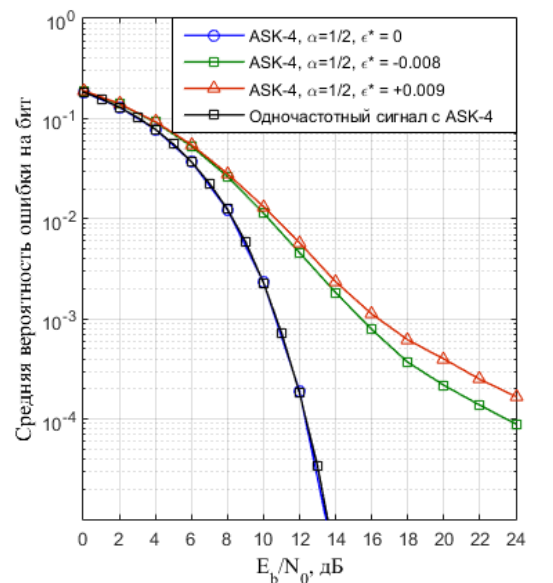


Рис. 7. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ, алгоритм приема на основе ДПФ

$\hat{\alpha} = 1/2$, $\rho = 10^{-3}$. Как видно из рис. 7 для $P_{\sigma} = 10^{-3}$ при отклонении значений ε от значения ε^* энергетические потери составляют 4.6 дБ при $\varepsilon = -0.008$ и 5.7 дБ при $\varepsilon = +0.009$. Следует отметить, что помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов с ASK-4 для $\alpha^* = 1/2$, $\varepsilon^* = 0$ достигает потенциальной помехоустойчивости одночастотных сигналов с ASK-4.

В результате анализа решений оптимизационной задачи (7) предложены сочетания методов манипуляции поднесущих частот и параметров SEFDM-сигналов, при которых внутрисимвольная интерференция и эффект алайзинга не влияет на помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов при использовании разработанных алгоритмов приема на основе ДПФ.

Выводы. Получено решение второй научной задачи – разработаны подоптимальные алгоритмы когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ без компенсации внутрисимвольной интерференции на основе ДПФ размерности N и $N\alpha$. Два из трех разработанных алгоритмов имеют низкую вычислительную сложность, определяемую при использовании алгоритма БПФ для реализации ДПФ выражениями $O(N \log_2(N))$ и $O(N \log_2(N\alpha))$ соответственно.

В пятом разделе показано, что при представлении дискретного SEFDM-символа в частотной области последовательностью из N спектральных отсчетов $S_{D,\varepsilon}^{(n)}(k)$ справедливо следующее соотношение:

$$S_{D,\varepsilon}^{(n)}(k) = \sum_{m=k-N/2+1}^{k+N/2} C_N^{(n)}(k-m) G_{\alpha,\varepsilon}(m), \quad (8)$$

$$G_{\alpha,\varepsilon}(m) = T \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \text{sinc}(\pi\alpha(m-lN)) \exp(-j2\pi[\alpha(m-lN)(\varepsilon+0,5)+l(0,5+\varepsilon L)])$$

Таким образом, значения спектральных отсчетов $S_{D,\varepsilon}^{(n)}(k)$ SEFDM-символа на приемной стороне можно представить в виде результата дискретной свертки или процесса линейной фильтрации последовательности манипуляционных символов $C_N^{(n)}(k)$ с помощью КИХ-фильтра, определяемого последовательностью из $2N-1$ коэффициентов $G_{\alpha,\varepsilon}(m)$. Переход к аппроксимации (8), учитывающей K центральных коэффициентов из $2N-1$, позволил разработать алгоритм приема SEFDM-сигналов, в котором задача оценки манипуляционных символов $C_N^{(n)}(k)$ решается с помощью алгоритма BCJR, обеспечивая частичную компенсацию внутрисимвольной интерференции. При $K \rightarrow (2N-1)$ данный алгоритм является асимптотически оптимальным. На рис. 8-9 представлены предложенные в работе структурные схемы данного алгоритма.

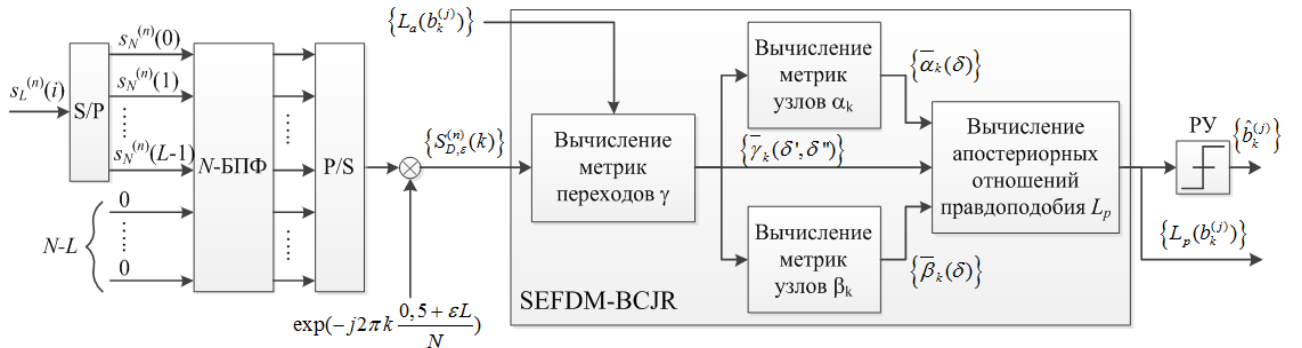


Рис. 8. Структурная схема разработанного асимптотически оптимального алгоритма приема SEFDM-сигналов, использующая блок БПФ размерности N

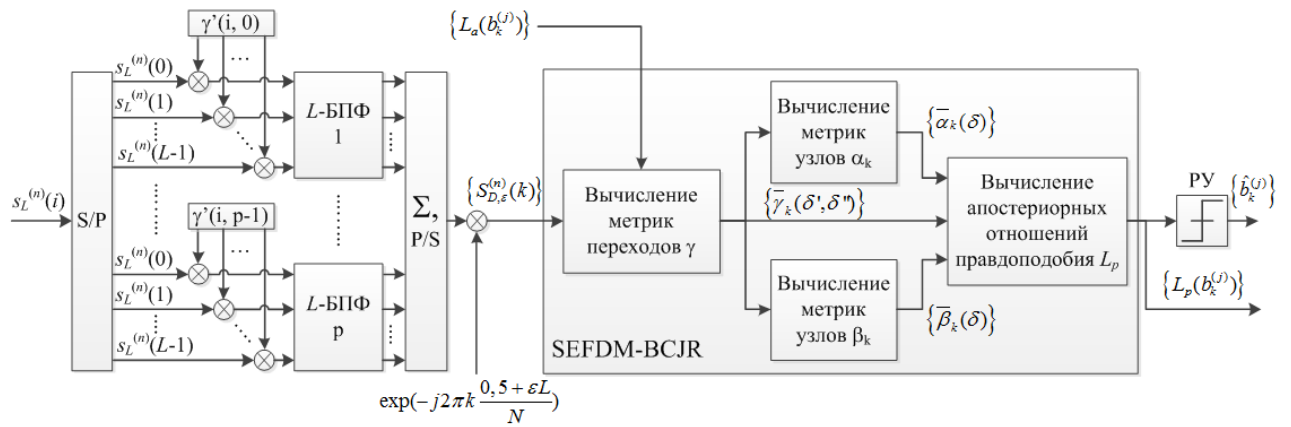


Рис. 9. Структурная схема разработанного асимптотически оптимального алгоритма приема SEFDM-сигналов, использующая p блоков БПФ размерности L

Анализ разработанных алгоритмов приема SEFDM-сигналов на основе алгоритма BCJR показал, что зависимость их вычислительной сложности от N в терминах O -большого определяется как $O(N \log_2(N))$ (рис. 8) или $O(N \log_2(\alpha N))$ (рис. 9) в зависимости от выбора алгоритма вычисления спектральных отсчетов SEFDM-символов. На рис. 10 представлены полученные в результате имитационного моделирования характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ при использовании разработанного асимптотически оптимального алгоритма для метода манипуляции QPSK, $\alpha = 0,75$, $N_H = 200$, $N = 256$, $\varepsilon = -1/(2L)$. Как видно из рис. 10, энергетический проигрыш при приеме SEFDM-сигналов с помощью данных алгоритмов для $K = 7$ и $P_\sigma = 10^{-3}$ не превышает 1,2 дБ по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью приема таких SEFDM-сигналов в канале с АБГШ.

В современных цифровых телекоммуникационных системах широко используются методы помехоустойчивого кодирования. Для решения задачи когерентного приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием в канале с АБГШ в работе предложен разработанный итеративный алгоритм с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR. Структурная схема алгоритма представлена на рис. 11. Анализ разработанного алгоритма приема SEFDM-сигналов на основе алгоритма BCJR показал, что зависимость его вычислительной сложности от N в терминах O -большого определяется как $O(N \log_2(N))$ или $O(N \log_2(\alpha N))$ в зависимости от выбора алгоритма вычисления спектральных отсчетов SEFDM-символов.

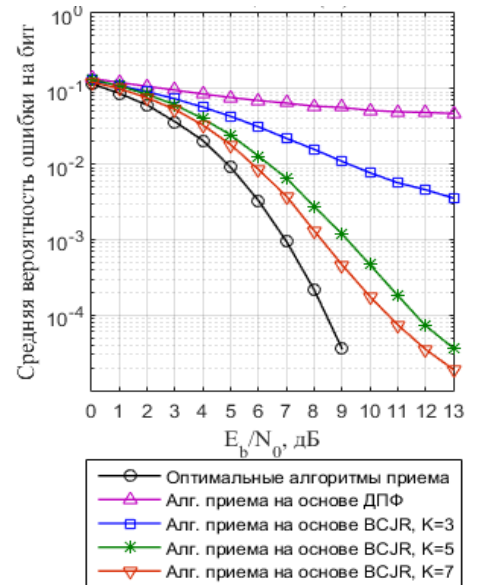


Рис. 10. Характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с QPSK в канале с АБГШ при использовании разработанного алгоритма на основе BCJR, $\alpha = 0,75$, $N_H = 200$, $\varepsilon = -1/(2L)$

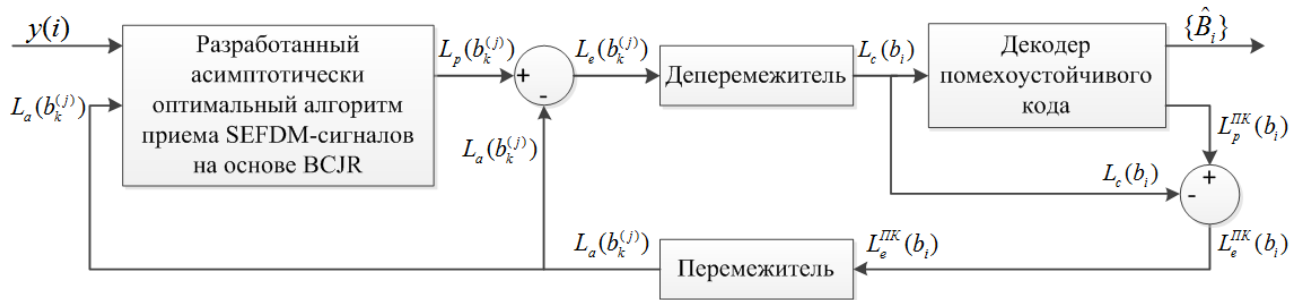


Рис. 11. Структурная схема разработанного итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с использованием разработанного алгоритма SEFDM-BCJR

На рис. 12 представлены полученные в результате имитационного моделирования характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов с несистематическим сверточным кодом (НСК) (3, [5,7]) в канале с АБГШ при использовании разработанных итеративных алгоритмов для метода манипуляции QPSK, $\varepsilon = -1/(2L)$, $\alpha = 1/2$, $N_H = 200$, $N = 256$. Как видно из рис. 12, для $\alpha = 1/2$ энергетический проигрыш при приеме SEFDM-сигналов с помощью разработанного итеративного алгоритма по сравнению с потенциальной помехоустойчивостью одночастотных сигналов с тем же помехоустойчивым кодом не превышает 0,7 дБ для $K = 5...7$ и не превышает 1,8 дБ, для $K = 3$ уже на 4 итерации при $P_e = 10^{-5}$ и использования НСК (3, [5,7]).

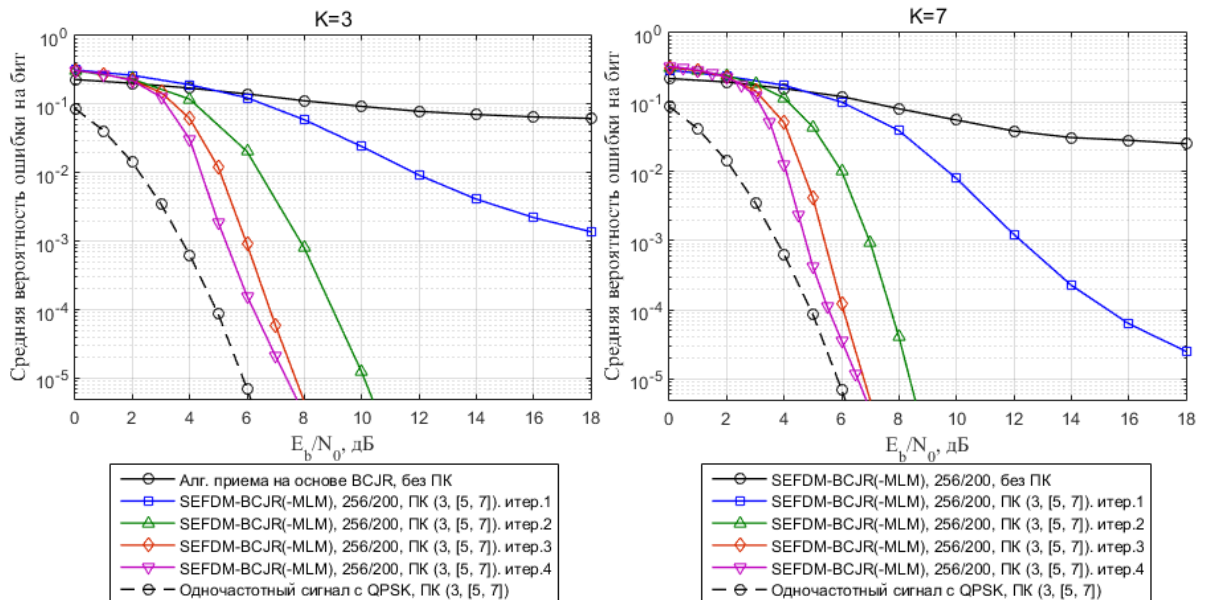


Рис. 12. Характеристики помехоустойчивости SEFDM-сигналов при использовании разработанного итеративного алгоритма приема, метод манипуляции поднесущих – НСК (3, [5,7]), QPSK, $N_H = 200$, $N = 256$, $\alpha = 1/2$, $\varepsilon = -1/(2L)$

Выводы. Получено решение третьей научной задачи – разработан подоптимальный алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR.

Найдено решение четвертой научной задачи – разработан подоптимальный алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов с помехоустойчивым кодированием в канале с АБГШ. Данный алгоритм является итеративным и включает разработанный подоптимальный алгоритм когерентного приема SEFDM-сигналов с компенсацией внутрисимвольной интерференции на основе алгоритма BCJR и алгоритм декодирования помехоустойчивого кода.

Разработанные подоптимальные алгоритмы приема SEFDM-сигналов имеют зависимость их вычислительной сложности от N вида $O(N \log_2(N))$ или $O(N \log_2(\alpha N))$ в зависимости от выбора параметров алгоритмов.

В шестом разделе приводится описание разработанного автором экспериментального программно-аппаратного комплекса для формирования и приема SEFDM-сигналов. Экспериментальная установка представлена на рис. 13 и построена на базе модульной платформы PXIe, включающей промышленный контроллер NI PXIe-8135, векторный генератор NI PXIe-5673E, и векторный анализатор NI PXIe-5663E производства компании National Instruments. На рис. 14 представлена функциональная схема экспериментального программно-аппаратного комплекса. С помощью разработанной установки проведены экспериментальные исследования вероятностных характеристик приема SEFDM-сигналов, обеспечиваемые разработанными и реализованными в программно-аппаратном комплексе алгоритмами их формирования и приема.

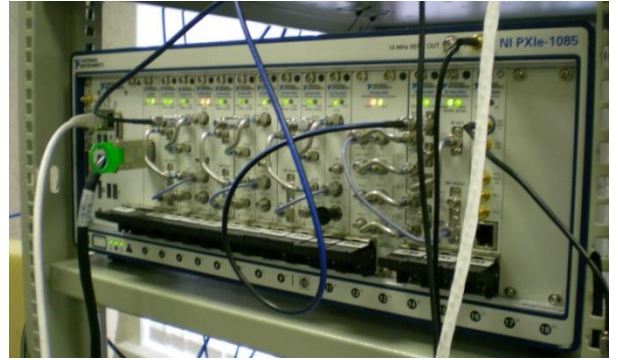


Рис. 13. Внешний вид экспериментального программно-аппаратного комплекса формирования и приема SEFDM-сигналов

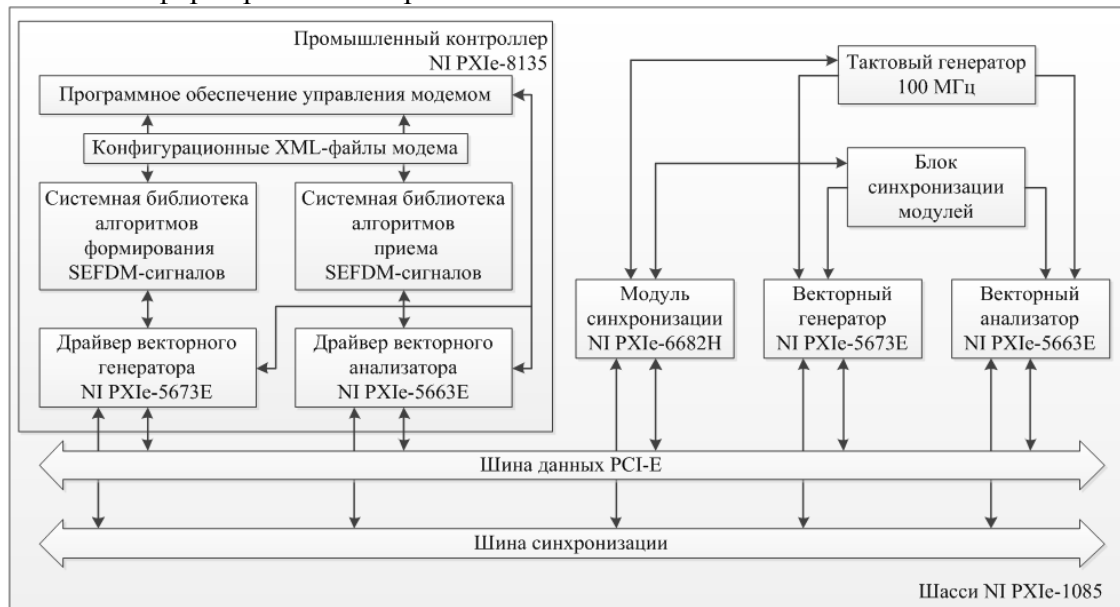


Рис. 14. Функциональная схема экспериментального программно-аппаратного комплекса формирования и приема SEFDM-сигналов

На рис. 14 показаны характеристики помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов при использовании разработанного итеративного алгоритма приема с $K = 7$, полученные в результате имитационного моделирования, а также показаны результаты оценки помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов, полученные в результате их формирования и приема с помощью разработанных алгоритмов, реализованных в экспериментальном программно-аппаратном комплексе. Результаты оценки P_o , полученные в результате эксперимента, обозначены на рис. 14 крупными маркерами. Как видно из рис. 14, реализованные в экспериментальном программно-аппаратном комплексе алгоритмы формирования и итеративного приема SEFDM-сигналов обеспечивают энергетический проигрыш не более 1,0 дБ – для первой итерации и различие помехоустойчивости приема – в пределах доверительного интервала оценки средней вероятности ошибки на бит – для всех последующих итераций по сравнению с результатами, полученными в результате имитационного моделирования.

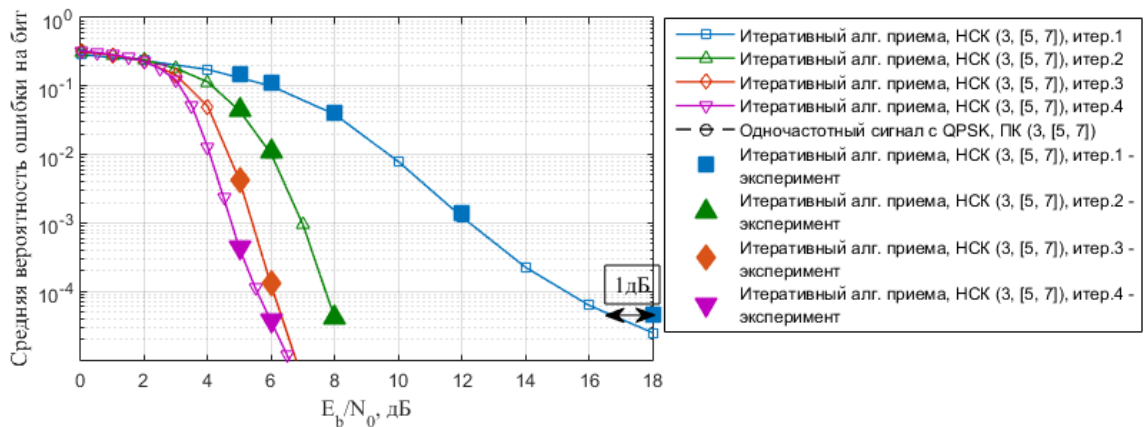


Рис. 14. Оценка помехоустойчивости приема SEFDM-сигналов при использовании разработанного итеративного алгоритма приема с $K = 7$, выполненная в результате проведения эксперимента

На рис. 15 представлен SEFDM-сигнала с $N_H = 200$, $T \approx 1$ мс, $\alpha = 1/2$ (слева) и OFDM-сигнала с $N_H = 100$, $T \approx 1$ мс (справа) на несущей частоте 100 МГц. Выполненная в результате проведения экспериментов оценка спектральной эффективности SEFDM-сигналов подтвердила, что переход от OFDM-сигналов с $N = 200$, сформированных с помощью классической схемы на основе ОДПФ, к SEFDM-сигналам с $\alpha = 1/2$, $N = 200$, сформированных с помощью предложенных методов, обеспечивает снижение удельных затрат полосы примерно в 2 раза.

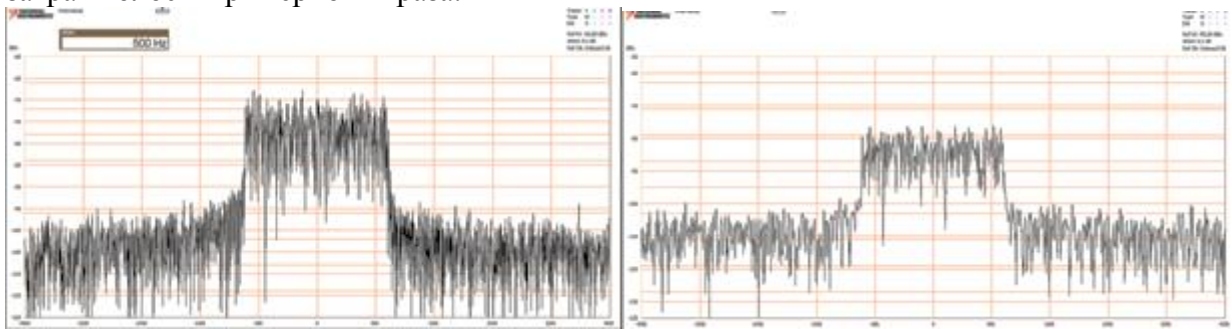


Рис. 15. Полученный на спектроанализаторе контроллера NI PXIe-8135 энергетический спектр SEFDM-сигнала с $N_H = 200$, $T \approx 1$ мс, $\alpha = 1/2$ (слева) и OFDM-сигнала с $N_H = 100$, $T \approx 1$ мс (справа) на несущей частоте 100 МГц

Выводы. Получено решение шестой научной задачи – создан экспериментальный программно-аппаратный комплекс, в котором были реализованы разработанные алгоритмы формирования и приема SEFDM-сигналов. На основе экспериментальных исследований, выполненных для SEFDM-сигналов с $N_H = 200$ и методом манипуляции поднесущих частот QPSK, установлено, что энергетический проигрыш, обеспечиваемый реализованными в комплексе разработанными алгоритмами приема, относительно результатов имитационного моделирования оказался в пределах погрешности измерений средней вероятности ошибки на бит. Производительность модема составила ~ 1 Мбит/с для алгоритма приема SEFDM-сигналов с компенсацией внутрисимвольной интерференции с BCJR и $\sim 0,4$ Мбит/с для итеративного алгоритма приема SEFDM-сигналов с BCJR при трех итерациях.

В заключении приводится научная новизна работы, положения, выносимые на защиту, апробация результатов работы, практическое внедрение результатов.

Публикации по теме диссертации

Статьи в журналах, входящих в перечень ВАК

1. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Формирование и прием спектрально-эффективных многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе БПФ/ОБПФ уменьшенной размерности // *Электромагнитные волны и электронные системы* № 7, т. 19, 2014 - М.: ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2014. – 46-53 с.

2. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Помехоустойчивость приема SEFDM-сигналов в канале с АБГШ // *НТВ СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление* №2 (241), 2016.

Статьи в журналах, входящих в базу Scopus.

3. *Alexandr B. Kislitsyn, Andrey V. Rashich. Using the DFT-based detection method for ASK-manipulated SEFDM signals. 15th International Conference, NEW2AN 2015 and 8th Conference, ruSMART 2015, St. Petersburg, Russia, August 26-28, 2015. Proceedings. pp 612-620.*

4. *Alexandr B. Kislitsyn, Andrey V. Rashich, Ngoc Nuen Tan Generation of SEFDM-Signals Using FFT/IFFT // 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, Proceedings, 8638 LNCS, pp. 488-501*

Остальные публикации по теме диссертации.

5. Кислицын А.Б. Улучшение качества приема в сетях WiMAX посредством разработки и применения эффективных алгоритмов эквалайзинга сигналов стандарта IEEE 802.16e-2009 // Шестнадцатая Санкт-Петербургская ассамблея молодых ученых и специалистов. — СПб.: РГГМУ, 2011. — с. 134.

6. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Разработка и сравнительный анализ эквалайзеров для системы Wi-Fi // Сборник трудов 66-й научно-технической конференции СПбНТОРЭС им. А. С. Попова, посвященной Дню радио. — СПб.: АльфаГарант, 2011. — с. 202-209.

7. Кислицын А.Б., Рашич А.В., Тетерин П.С., Fadeev D.K. Реализация эквалайзера для систем Mobile WiMAX для зоны PUSC в нисходящем канале // Сборник трудов Российского научно-технического общества радиотехники, электронники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск: XIV; Том-1. — М.: Информпресс-94, 2012, с. 133-137.

8. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Алгоритмы эквалайзинга сигналов с OFDM // Сборник трудов Российского научно-технического общества радиотехники, электронники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск: XIV; Том-1. — М.: Информпресс-94, 2012, с. 129-133.

9. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Передача и прием сигналов с DOQPSK и CDOQPSK с использованием алгоритма Витерби. Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. — СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2012, с. 66-72.

10. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Универсальный эквалайзер для системы Wi-Fi IEEE 802.11n // Сборник трудов Российского научно-технического общества радиотехники, электронники и связи им. А. С. Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Выпуск: XV; Том-1. — М.: Информпресс-94, 2013, с. 205-209.

11. Кислицын А.Б. Методика выбора интервала квантования мягких решений на выходе демодулятора в канале с АБГШ // Доклады 16-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014»; Том-2. — М.: Издательский дом Медиа Паблшер, 2014, с. 660-663.

12. Кислицын А.Б., Рашич А.В. Формирование и прием спектрально-эффективных сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе ДПФ. // Доклады 16-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2014»; Том-2. — М.: Издательский дом Медиа Паблшер, 2014, с. 664-667.

Kislitsyn A.B., Ngoc Tan, Fadeev D.K., Rashich A.V. FFT-based trellis receiver for SEFDM signals // GLOBECOM-2016, принята в печать.