# Нгуен Нгок Тан



# СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ ПУТЕМ ДОБАВЛЕНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ПОДНЕСУЩИХ

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

#### **АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Санкт-Петербург 2018

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 «СанктПетербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А.

БончБруевича», г. Санкт-Петербург.

Пшеничников Александр Викторович, кандидат технических наук, докторант кафедры радиосвязи, ФГКВОУ ВО «Военная академия связи имени Маршала Советского Союза СМ. Буденного», г. Санкт-

Петербург.

Ведущая организация: ФГАОУ во«Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова

(Ленина)», г. Санкт-Петербург,

Защита состоится 18 декабря 2018 года в 16.00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.229.О1 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  $\Phi\Gamma$ AOУ ВО «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Автореферат разослан «» октября 2018 года.

Ученый секретарь диссертационного совета

д.т.н., профессор

Коротков Александр Станиславович

#### Общая характеристика работы

#### Актуальность темы

Сигналы с ортогональным частотным уплотнением — Orthogonal Frequency Devision Multiplexing, OFDM — в настоящее время широко применяются в таких системах, как Wi-Fi, WiMAX, LTE, DVB-T2, DAB, DRM, в нисходящем канале 4G LTE и т.д. благодаря повышенной помехоустойчивости приема в каналах с многолучевым распространением. Однако в связи с высокой загруженностью частотного ресурса для беспроводных телекоммуникационных систем актуализировалась задача повышения спектральной эффективности таких сигналов. Поэтому в настоящее время ведутся активные исследования систем сигналов для сетей связи пятого поколения (5G). В качестве перспективной альтернативы OFDM в этих сетях рассматриваются многочастотные сигналы с неортогональным частотным уплотнением — Spectrally Efficient Frequency Devision Multiplexing, SEFDM — разновидность FTN-сигналов (Faster-Than-Nyquist). Такие сигналы формируются из ортогональных сигналов путем уменьшения разноса между поднесущими частотами в 1/α, где α — коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, тем самым значительно повышая спектральную эффективность.

Общим недостатком как OFDM-, так и SEFDM-сигналов является высокий пик-фактор и, как следствие, значительное недоиспользование выходных усилителей по мощности. В портативных приемо-передающих устройствах высокое значение пик-фактора (5–10 дБ) вызывает ограничение по амплитуде сигнала на выходе передатчика и, как следствие, увеличение уровня внеполосных излучений. Алгоритмы снижения пик-фактора описываются в работах в работах М. Rodrigues, I. Darwazeh, D. Li, I. Kanaras, C. В. Завьялова, Д.К. Фадеева, S. Ahmed и др. На сегодняшний день пик-фактор OFDM-сигналов хорошо изучен, предложено большое количество различных методов для его снижения. Однако эти методы имеют либо большую вычислительную сложность, либо мало эффективны для числа поднесущих частот, большего 200.

Пик-фактор SEFDM-сигналов в существующих работах рассмотрен в ограниченном объеме: отсутствует анализ пик-фактора SEFDM-сигналов в зависимости от коэффициента уплотнения для используемых в современных беспроводных широкополосных системах методов манипуляции и количества поднесущих. Кроме того, в существующих работах не рассмотрены «тонкие» особенности SEFDM-сигналов, связанные с их формированием и приемом.

Пик-фактор многочастотного сигнала является случайной величиной, его значения меняются в зависимости от конкретных значений модуляционных символов поднесущих, которые применяются в данном символе. Возможны комбинации модуляционных символов, когда все или почти все поднесущие складываются синфазно в какой-либо момент времени, что приводит к чрезвычайно высокому значению пик-фактора (десятки дБ). Также возможны комбинации модуляционных символов, когда пик-фактор символа будет относительно низким. Тем не менее, вероятность таких событий крайне невысока, а большая часть значений пик-фактора близка к выборочному среднему. С другой стороны, количество различных комбинаций модуляционных символов является степенной функцией от числа поднесущих и при их большом количестве (более 100) перебор всех возможных символов для расчета среднего значения пик-фактора за приемлемое для получения результатов моделирования время невозможно на современной элементной базе.

Кроме того, при разработке различных методов снижения пик-фактора его расчет выполняется непосредственно по временным отсчетам символа на исходной частоте дискретизации. Но пик-фактор непрерывного сигнала, восстановленного из этих отсчетов будет отличаться от пик-фактора, посчитанного по отсчетам. Как показано в настоящей работе отклонение может составлять до 1 дБ, что может делать результаты анализа существующих или новых алгоритмов снижения пик-фактора некорректными.

Это значит, что при сравнении различных методов снижения пик-фактора, а также при анализе пик-фактора многочастотных сигналов совместно с усилителями мощности важно корректно рассчитывать значения пик-фактора относительно простыми с вычислительной точки зрения методами.

Особый интерес для снижения пик-фактора SEFDM-сигналов представляет класс методов, не требующих передачи сторонней информации. К ним относится метод резервирования поднесущих Топе Reservation, основанный на расширении спектра путем добавления поднесущих с комплексными амплитудами, обеспечивающими снижение пикфактора (1,5-2 дБ). Данный метод не требует передачи сторонней информации приемнику о произведенных операциях; добавленные поднесущие в общем случае на приеме игнорируются. Серьезным недостатком этого метода является его значительная вычислительная сложность для случая большого числа поднесущих в сигнале, обусловленная необходимостью большого числа итераций при переборе комбинаций комплексных амплитуд и поиске наилучшей, которая дает наибольшее снижение пикфактора.

Таким образом, актуальной является проблема анализа величины пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением и его снижения при большом числе поднесущих (порядка 100-10000).

**Объектом исследования** в работе являются сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM-сигналы) и методы снижения их пик-фактора.

**Предметом исследования** является величина пик-фактора SEFDM-сигналов в беспроводных системах передачи данных при заданных методах модуляции, количестве поднесущих и коэффициенте уплотнения.

**Целью работы** является снижение пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов путем применения распределенных по частоте корректирующих поднесущих при количестве поднесущих частот в сигнале порядков  $10^2 \dots 10^4$ .

Для достижения данной цели в работе поставлены следующие задачи:

- 1. Разработка методики расчета пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов при различных коэффициентах уплотнения и количестве поднесущих частот в сигнале порядков  $10^2...10^4.$ 
  - 2. Анализ вероятностных характеристик пик-фактора.
- 3. Разработка метода снижения пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов путем добавления распределенных по частоте корректирующих поднесущих. Разработка структурных схем формирования и приема неортогональных многочастотных сигналов с пониженным значением пик-фактора.
- 4. Реализация формирователя неортогональных многочастотных сигналов с пониженным значением пик-фактора с применением программируемых логических интегральных схем.
- 5. Экспериментальное исследование разработанного метода снижения пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов.

#### 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. Экспериментальные исследования проводились на базе аппаратуры Agilent.

#### Научная новизна результатов диссертационной работы

1. Впервые предложен и разработан метод снижения пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов на основе добавления распределенных по частоте корректирующих поднесущих при сохранении помехоустойчивости приема.

- 2. Впервые разработана методика расчета выборочного среднего и дисперсии пикфактора неортогональных многочастотных сигналов на основе повышенной частоты дискретизации и ограниченной выборки.
- 3. Получены зависимости величины выборочных среднего пик-фактора и дисперсии неортогональных многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации и объема выборки.
- 4. Получены зависимости величины выборочных среднего пик-фактора и дисперсии неортогональных многочастотных сигналов от коэффициента уплотнения, метода манипуляции поднесущих, количества поднесущих.
- 5. Показана применимость разработанных методики расчета пик-фактора и метода снижения пик-фактора к многочастотным сигналам с ортогональным частотным уплотнением (OFDM).

#### Положения, выносимые на защиту

- 1. При расчете пик-фактора многочастотных сигналов при числе поднесущих до 32000, методах модуляции  $\Phi$ M-2, KAM-4, KAM-16, KAM-64 и коэффициентах частотного уплотнения от 1 до 0,5 коэффициенты передискретизации K и размер выборки  $N_{exp}$  должны быть выбраны равными 4 и  $10^3$  соответственно для обеспечения точности расчета пикфактора не хуже 0,5 дБ.
- 2. При увеличении числа поднесущих до 32000 пик-фактор сигнала увеличивается до 12 дБ. При снижении коэффициента уплотнения  $\alpha$  от 1 до 0,5 пик-фактор многочастотных сигналов незначительно снижается (на ~0,7 дБ). Метод модуляции поднесущих (ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64) не оказывает влияние на пик-фактор многочастотных сигналов.
- 3. Разработанный метод снижения пик-фактора, заключающийся в добавлении корректирующих поднесущих, обеспечивает снижение пик-фактора многочастотных сигналов не менее чем на 1 дБ с вероятностью 0,9 при доле корректирующих поднесущих от общего числа поднесущих в сигнале не более 5% при сохранении помехоустойчивости приема.
- 4. Разработанные алгоритм и архитектура устройства формирования SEFDM-сигналов с пониженным значением пик-фактора, реализующие предложенный метод снижения пикфактора, позволяют обеспечить расчетный уровень снижения пик-фактора ценой существенно меньших как вычислительных, так и аппаратных затрат по сравнению с классическим методом. Так при количестве поднесущих порядка  $10^2 10^3$  и доле корректирующих поднесущих от общего числа поднесущих в сигнале не более 5% вычислительная сложность предложенного алгоритма снижения пик-фактора примерно в 20 раз ниже классического метода на основе резервирования поднесущих, при аппаратной реализации выигрыш составляет примерно 10 раз.

**Теоретическая значимость** результатов диссертационной работы состоит в том, что установлены и проанализированы зависимости пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов от количества поднесущих в сигнале, коэффициента уплотнения, способа модуляции поднесущих, а также от коэффициента передискретизации сигнала при расчете пик-фактора. Установлены зависимости вычислительной сложности реализации метода снижения пик-фактора на основе добавления корректирующих поднесущих от принципа размещения корректирующих поднесущих.

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 снижения пик-фактора многочастотных сигналов, подтверждается совпадением в частных случаях результатов, полученных с применением разработанных методик, с известными результатами, основывающимися на аналитических моделях. Так, в частном случае совпадения всех модуляционных символов в OFDM-сигнале для случая

фазовой манипуляции пик-фактор сигнала, рассчитанный по методике, предложенной в настоящей диссертационной работе, совпадает с теоретическими значениями.

**Практическая значимость** результатов диссертационного исследования заключается в разработке структурных схем для формирования и приема многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением с пониженным значением пик-фактора и в реализации разработанного алгоритма снижения пик-фактора в ПЛИС.

Снижение пик-фактора случайных последовательностей многочастотных сигналов (как с ортогональным, так и с неортогональным частотным уплотнением) позволит снизить энергопотребление и, как следствие, продлить время автономной работы в мобильных устройствах в современных телекоммуникационных системах с многочастотными сигналами, таких как DVB-T/T2, DVB-H, DVB-C, IPStar и перспективных системах сотовой связи 5G.

Предложенные структурные схемы разработанного метода формирования многочастотных сигналов с пониженным пик-фактором включают блоки ОБПФ. Эти модули лежат в основе современных OFDM-модемов. Данное обстоятельство обуславливает возможность простого перехода с OFDM-сигнальных конструкций к OFDM/SEFDM-сигнальным конструкциям с пониженным значением пик-фактора посредством обновления программного обеспечения существующих приемо-передающих устройств.

#### Реализация результатов исследований

Результаты диссертационных исследований реализованы в НИР "Разработка универсального пакетного демодулятора для VSAT систем". Договор № 143427702 от 15.06.2017, 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".

### Публикации и вклад автора в разработку проблемы

По теме диссертации опубликовано 6 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. 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, St. Petersburg, Russia, August 27-29, 2014;
  - 2. 39<sup>th</sup> International conference on telecommunications and signal processing, 2016;
  - 3. 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2016;
- 4. 18-я Международная конференция. Цифровая обработка сигналов и ее применение, 2016.

#### Структура диссертации

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объём диссертационной работы вместе с приложениями составляет 104 страницы, в том числе 98 страниц основного текста, 46 рисунков, 10 таблиц, список используемой литературы из 36 наименований и 1 приложение.

## Краткое содержание работы

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

**В первом разделе** приведены аналитическое представление многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением, выражения для определения их пик-фактора, а также представлены базовые структурные схемы формирователей и приемников этих сигналов.

Многочастотный сигнал с N поднесущими частотами на длительности символа T в основной полосе частот может быть записан следующим образом:

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

где  $C_k$  — манипуляционный символ k-ой поднесущей,  $\Delta f$  — частотный разнос между соседними поднесущими. В случае, когда  $\Delta f = 1/T$ , 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  $\alpha$  называется коэффициентом частотного уплотнения. Для OFDM-сигналов  $\alpha = 1$ . Для уменьшения влияния наложения спектров соседних по частоте сигналов используются защитные интервалы по частоте:

$$C_k = 0$$
 при  $k \in [0; N_{GI\_left} - 1]$  и  $k \in [N - N_{GI\_right}; N - 1]$ ,

где  $N_{\rm GLleft}$  – количество неиспользуемых поднесущих «слева» в области отрицательных частот,  $N_{\rm GLright}$  – количество неиспользуемых поднесущих «справа» в области положительных частот.

Пик-фактором сигнала s(t) называется отношение его максимальной мгновенной мощности к средней:

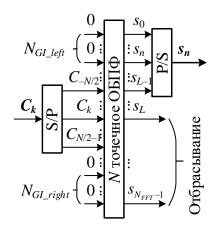
$$\Pi = \max_{t \in [0;T]} \frac{p(t)}{P_{cp}}, \ p(t) = s(t)s^*(t), \ P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt$$
 (2)

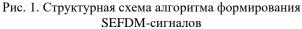
Обработка сигналов в основной полосе частот обычно выполняется в цифровом виде. Рассмотрим дискретное представление многочастотных сигналов с частотой дискретизации  $F_s = 1/\Delta t = N\Delta f$ . Тогда справедливы следующие выражения:  $\Delta t\Delta f = 1/N$  и  $T/\Delta t = N\alpha = L$ . Количество отсчетов на длительности одного символа у дискретных SEFDM-сигналов в  $\alpha$  раз меньше, чем у OFDM-сигналов с такой же длительностью. У OFDM-сигналов L = N.

Дискретный многочастотный сигнал на длительности символа в основной полосе частот можно представить в виде:

$$s(n\Delta t) = s_n = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, n = \overline{0...L-1}$$
 (3)

Для формирования OFDM-сигналов в соответствии с (3) применяется ОБПФ с размерностью  $N_{IFFT}$ , равной ближайшей сверху степени 2 к N. Для формирования SEFDM-сигналов в данной статье используется метод на основе ОБПФ с аналогичной размерностью  $N_{IFFT}$ . На выходе ОБПФ оставляются только первые L отсчетов, остальные отбрасываются. На рис. 1 изображена структурная схема, описывающая этот алгоритм.





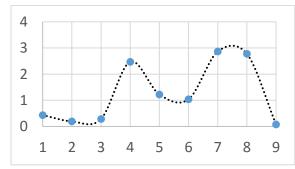


Рис. 2. Схематичный пример расположения максимума мгновенной мощности символа между отсчетами №7 и №8

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

**Во втором разделе** предложены методика расчета пик-фактора отдельного OFDM-или SEFDM-символа в дискретном времени и методика расчета выборочного среднего и дисперсии последовательности символов многочастотного сигнала.

Пик-фактор дискретного многочастотного сигнала  $\{s_n\}_{n=0}^{L-1}$  по аналогии с (2) можно рассчитать следующим образом:

$$\Pi = \frac{\max_{n=0,...,L-1} \{p_n\}}{P_{cn}}, \ p_n = s_n s_n^*, \ n = 0,1,...,L-1, \ P_{cp} = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} p_n.$$
 (4)

Тем не менее, прямое (при подстановке отсчетов из (3) в (4)) применение выражения (4) приведет к некорректным результатам, ошибке при вычислении пик-фактора. Это обусловлено дискретностью представления (3) и, как следствие, возможностью не учесть в расчете локальных максимумов сигнала, которые находятся между соседними отсчетами (рис. 2). Т.е. непрерывный сигнал, восстановленный из (3) может иметь максимум мгновенной мощности между отсчетами.

Для того, чтобы уменьшить ошибку расчета пик-фактора, обусловленную дискретным представлением сигнала, предлагается повышать частоту дискретизации, на которой выполняется расчет, и увеличивать размерность ОБПФ  $N_{IFFT}$  в  $K=2^p$  раз, где  $p\in\mathbb{N}$ , K- коэффициент передискретизации. Для полученных временных отсчетов передискретизированного символа по (4) рассчитывается мгновенная мощность, средняя и пик-фактор. Описанный алгоритм расчета пик-фактора представлен на рис. 3.

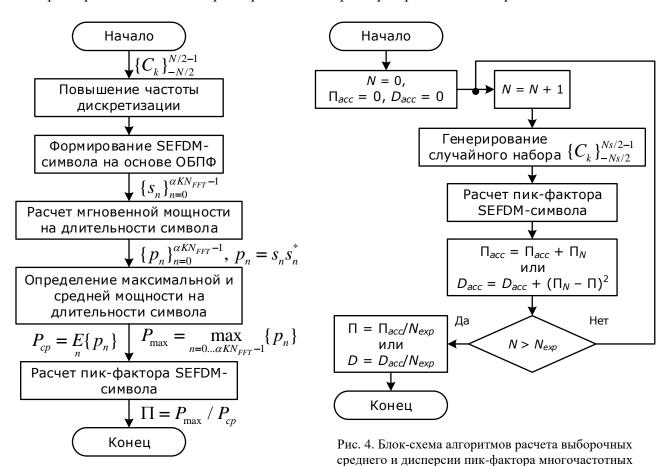


Рис.3. Блок-схема алгоритма расчета пик-фактора одного OFDM- или SEFDM-символа

Для нахождения оценок среднего значения и дисперсии пик-фактора генерируются выборки из  $N_{exp}$  OFDM- или SEFDM-символов. Находится пик-фактор на длительности каждого символа в соответствии с алгоритмом на рис. 3 и рассчитываются выборочное среднее значение и выборочная исправленная дисперсия по формулам (5) и (6).

сигналов

$$\bar{\Pi} = \frac{1}{N_{exp}} \sum_{i=1}^{N_{epx}} \Pi_i \tag{5}$$

$$S^{2} = \frac{1}{N_{exp} - 1} \sum_{i=1}^{N_{exp}} \left( \Pi_{i} - \overline{\Pi} \right)^{2}$$
 (6)

Данные оценки также являются случайными величинами, их математическое ожидание равно оцениваемым параметрам:  $\mathbb{E}[\overline{\Pi}] = \mathbb{E}[\Pi], \mathbb{E}[S] = D[\Pi]$ . Также выборочное среднее и выборочная дисперсия сходятся по вероятности к математическому ожиданию и дисперсии пик-фактора:  $\overline{\Pi} \xrightarrow{\mathbb{P}} \mathbb{E}[\Pi], S \xrightarrow{\mathbb{P}} D[\Pi]$ . Это показывает, что при увеличении размера выборки  $N_{exp}$  значения оценок будут приближаться к действительным значениям параметров распределения пик-фактора.

На рис. 4 представлена блок-схема расчета выборочных среднего и дисперсии пикфактора SEFDM-сигналов. Последовательно генерируются случайные манипуляционные символы с помощью равномерного распределения, далее, описанным выше способом формируются OFDM- или SEFDM-символы на повышенной частоте дискретизации и рассчитывается их пик-фактор. Результат накапливается в аккумуляторе. После анализа  $N_{exp}$ символов рассчитываются окончательные значения выборочного среднего или дисперсии.

В ходе имитационного моделирования получены два типа зависимостей: зависимости выборочного среднего пик-фактора и выборочной дисперсии пик-фактора от размера генерируемой выборки  $N_{exp}$  и от коэффициента передискретизации K.

При моделировании использовались параметры OFDM-сигналов, которые применяются в существующих беспроводных системах передачи данных (табл. 1).

На рис. 5 представлены зависимости выборочного среднего пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным ( $\alpha=1/2$ ) частотным уплотнением от количества генерируемых SEFDM-символов соответственно. В соответствии с табл. 1, моделирование выполнено для 114, 1201 и 27841 информационных поднесущих в сигнале. Размерность ОБПФ была выбрана 128, 2048, 32768 соответственно. Методы модуляции — КАМ-4 и КАМ-64. Значения среднего пик-фактора отложены по оси ординат в децибелах, по оси абсцисс — размер выборки в логарифмическом масштабе.

Из приведенных на рис. 5 графиков видно, что выборочное среднее пик-фактора многочастотных сигналов при любом числе информационных поднесущих, методе модуляции и коэффициенте уплотнения, рассмотренных в моделировании, практически не зависит от размера выборки при  $N_{exp} > 10^2$ . С ростом числа поднесущих средний пик-фактор увеличивается. Например, при размере выборки  $10^2$  среднее значение пик-фактора SEFDM-символа с 114 информационными поднесущими меньше среднего пик-фактора символа с 1201 поднесущими на 1.5 дБ при модуляции поднесущих КАМ-64.

Табл. 1. Параметры OFDM-сигналов различных беспроводных систем передачи данных

Система	Количество поднесущих	Размерность ОБПФ $N_{IFFT}^{(0)}$
Wi-Fi-a,g	52	128
Wi-Fi-n	114	128
WiMAX	865	1024
LTE	1201	2048
DVB-T2	27841	32768

Увеличение размера выборки влечет за собой возрастание вычислительной сложности моделирования. Полученные результаты показывают, что для моделирования достаточно

размера выборки  $N_{exp} = 10^4$ . Данное значение будет использоваться в следующих экспериментах.

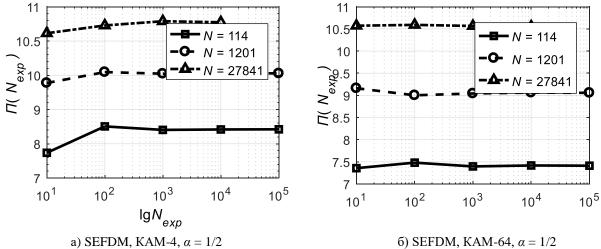


Рис. 5. Зависимость мат. ожидания пик-фактора многочастотных сигналов от количества экспериментов при различном количестве поднесущих и способах модуляции

На рис. 6 представлены зависимости выборочного среднего пик-фактора SEFDM-сигналов от коэффициента передискретизации K. В соответствии с табл. 1, моделирование проводилось для 5, 10, 52, 114, 865, 1201, 27841 информационных поднесущих и размерностей ОБПФ до передискретизации 8, 16, 64, 128, 1024, 2048, 32786 соответственно. Коэффициент уплотнения SEFDM-символов  $\alpha$ =0.5. Методы модуляции — КАМ-4 и КАМ-64. Среднее значение пик-фактора считается для исходной размерности ОБПФ и для размерности, увеличенной в K раз. По представленным зависимостям видно, что выборочное среднее пик-фактора почти перестает зависеть от коэффициента передискретизации при K > 4. Это означает, что временные отсчеты дискретных SEFDM-сигналов берутся достаточно часто для определения пиковой мощности аналогового сигнала. С другой стороны применение низкого коэффициента передискретизации (1 < K < 4) при расчете пик-фактора может приводить к ошибкам до 1 дБ. Такая ошибка при анализе различных алгоритмов снижения пик-фактора является недопустимой и приводит к некорректным результатам.

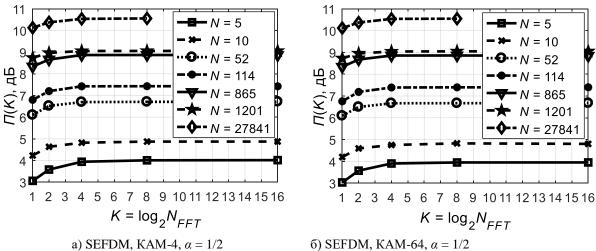


Рис. 6. Зависимость мат. ожидания пик-фактора многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации при различном количестве поднесущих и способах модуляции

Вычислительная сложность алгоритма ОБПФ равна:  $O(N_{IFFT}\log_2 N_{IFFT})$  операций. В свою очередь для символа с передискретизацией –  $O(KN_{IFFT}\log_2 KN_{IFFT})$ . Тогда, например, для

SEFDM-сигнала с 865 информационными поднесущими и исходной размерностью ОБПФ 1024 разница средних значений пик-фактора при K=1 и K=2 составляет 0.337 дБ, а вычислительная сложность повышается в 2.2 раза. Для этого же сигнала разность среднего пик-фактора при K = 2 и K = 4 составляет 0.18 дБ, а вычислительна сложность повышается в 2.18 раз. Дальнейшее увеличение размерности ОБПФ не влечет существенного выигрыша в точности расчета пик-фактора.

В третьем разделе предложен алгоритм снижения пик-фактора на основе распределенных корректирующих поднесущих, основной особенностью которого является с пониженная по сравнению с похожими алгоритмами вычислительная сложность.

Для снижения пик-фактора к SEFDM-символу добавляются зарезервированные поднесущие, комплексные амплитуды которых выбираются таким образом, чтобы снизить пик-фактор. Следствием этого является расширение занимаемой полосы частот на  $N_{res}\Delta f$ ,  $N_{res}\Delta f$ – число добавленных зарезервированных поднесущих (рис. 7).

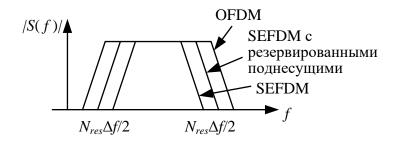


Рис. 7. Увеличение занимаемой полосы частот при добавлении поднесущих

SEFDM-сигнал с корректирующими поднесущими по обеим сторонам информационных поднесущих может быть записан как сумма исходного многочастотного сигнала и компоненты  $s_n^{res}$ :

$$S_n^{red} = S_n + S_n^{res}, (5)$$

$$s_n^{red} = s_n + s_n^{res},$$

$$s_n^{res} = \sum_{k=-(N+N_{res})/2}^{-N/2-1} C_k^{res} e^{j2\pi kn/N_{full}} + \sum_{k=N/2}^{(N+N_{res})/2-1} C_k^{res} e^{j2\pi kn/N_{full}},$$
(6)

 $\{C_{-(N+N_{res})/2}^{res},...,C_{-N/2-1}^{res},C_{N/2}^{res},...,C_{(N+N_{res})/2-1}^{res}\}^T=\mathbf{C}^{res}$  — вектор комплексных амплитуд корректирующих поднесущих,  $N_{res}$  – их количество, N – количество информационных поднесущих. Отметим, что  $N_{full}$  должно быть больше, чем  $N+2N_{res}$ . Поднесущие, используемые в качестве защитного интервала, должны  $\{C_{-N_{full}/2},...,C_{-(N+N_{res})/2};\ C_{(N+N_{res})/2-1},...,C_{N_{full}/2-1}\}^T=0$  .  $C_k^{res}$  — символы используемого канального алфавита.

В предлагаемом алгоритме снижение пик-фактора для каждого SEFDM-символа достигается путем генерирования некоторого числа случайных векторов  $\mathbf{C}^{res}$ . Вектор  $\mathbf{C}^{res}$ , обеспечивающий самое высокое снижение пик-фактора, используется в передаваемом SEFDM-символе. Перезаписываемая память (Random Access Memory, RAM) используется для хранения векторов  $s^{res}$  (рис. 8). Для достижения хорошего результата (значительное — не менее 1 дБ – снижение пик-фактора) требуется рассчитывать сотни значений пик-фактора для каждого передаваемого SEFDM-символа. Каждый *i*-й расчет пик-фактора включает в себя расчет  $M_{FFT}$ -ОБПФ ( $M_{FFT} < N_{FFT}$ ), значения  $P_{max}$  и  $P_{avg}$ ; I – общее число итераций этих расчетов. Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 8.

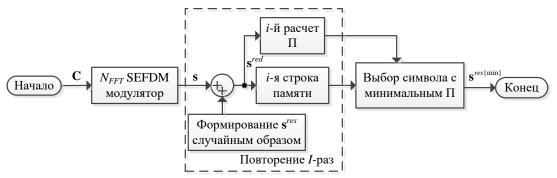


Рис. 8. Блок-схема разработанного алгоритма снижения пик-фактора

В предлагаемом алгоритме для снижения вычислительной сложности элементы  $\mathbb{C}^{res}$  равномерно распределены по всему SEFDM-символу в частотной области. При таком подходе чередования возможна значительная экономия вычислительных ресурсов (рис. 9,10). Алгоритм БПФ/ОБПФ по основанию 2 с прореживанием по времени, который используется при приеме/формировании SEFDM-символов обладает следующим свойством: ОБПФ от прореженного нулями вектора с информационными элементами на  $M_{FFT}m$  позициях ( $m=0,...,M_{FFT}-1$ , где  $M_{FFT}$  размерность ОБПФ, равная числу элементов  $\mathbb{C}^{res}$ ) равно повторенному  $N_{FFT}/M_{FFT}$  раз ОБПФ размерности  $M_{FFT}$  без прореживания, перемноженный на нормирующий множитель  $M_{FFT}/N_{FFT}$ , где  $N_{FFT}$  — размерность ОБПФ прореженного нулями вектора. Кроме того, при появлении нуля на какой-либо из  $M_{FFT}m$  позиций, нуль появляется и на m-ой позиции ОБПФ размерности  $M_{FFT}$ .

Преимущество предлагаемого подхода расстановки поднесущих заключается в возможности использования блоков ОБПФ меньшего размера для формирования  $\mathbf{s}^{res}$ , чем размерность ОБПФ, требуемого для формирования информационного SEFDM-символа  $\mathbf{s}$ . Как упоминалось ранее,  $\mathbf{s}^{res}$  формируется на основании случайно сгенерированных манипуляционных символов  $\mathbf{C}^{res}$ ; I — число итераций попыток.

Сложность подхода без предложенного чередования составляет

$$\Theta_{side} = O(N_{FFT}log_2N_{FFT} + IN_{FFT}log_2N_{FFT}), \tag{7}$$

в то время как предлагаемый метод вставки (рис. 13б) требует произвести вместе с уменьшенной размерностью ОБПФ число операций, равное

$$\Theta_{uni} = O(N_{FFT}log_2N_{FFT} + IM_{FFT}log_2M_{FFT} + 2IM_{FFT} + 2I), \tag{8}$$

где часть  $2IM_{FFT}$  означает комплексное умножение на масштабирующий коэффициент и 2I – число операций комплексного суммирования. В обоих случаях  $N_{FFT}\log_2N_{FFT}$  операций остаются из-за формирования информационного SEFDM-символа s'.

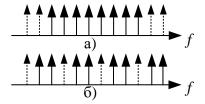


Рис. 9. Расположение зарезервированных поднесущих (показаны пунктирной линией): по обеим сторонам от информационных поднесущих (а) и чередованием (б)

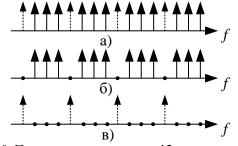


Рис. 10. Пример чередования для 12-ти элементов  $\mathbf{C}$  и 4-х элементов  $\mathbf{C}^{res}$ :  $\mathbf{s}^{red}$  (a),  $\mathbf{s}'$  (б),  $\mathbf{s}^{res}$  (в)

Пик-фактор многочастотных сигналов является случайной величиной, для анализа поведения которой удобно использовать интегральные функции распределения накопленных реализаций выборок.

Комплементарные интегральные функции распределения (CCDF, Complementary Cumulative Distribution Function), представляющие собой вероятность превышения

случайной величины (пик-фактора) некоторого наперед заданного порога  $\gamma$ , т.е.  $Pr(\Pi > \gamma) = 1 - Pr(\Pi \le \gamma)$ , удобно использовать как в качестве индикатора поведения пик-фактора в зависимости от порога, так и в качестве индикатора поведения величины снижения пик-фактора.

На рис. 11 представлены CCDF SEFDM-сигнала с ФМ-4 на информационных поднесущих (C) для случаев не примененного (s) и примененного ( $\mathbf{s}^{red\{\min\}}$ ) алгоритмов снижения пик-фактора. На представленном рисунке по оси абсцисс отложены пороги пикфактора  $\gamma$ , а по оси ординат – вероятности превышения порога  $\gamma$ , т.е.  $Pr(\Pi > \gamma)$ .

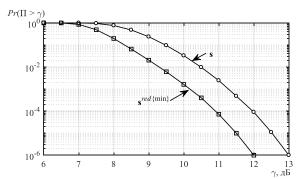


Рис. 11. ССDF SEFDM-сигнала без (**s**) и с ( $s^{red\{\min\}}$ ) применением алгоритма снижения пик-фактора

SEFDM-символ  $\mathbf{s}^{red}$  на выходе алгоритма снижения пик-фактора состоит из двух слагаемых: основного и корректирующего, которые формируются с использованием ОБПФ. Корректирующую часть выходного SEFDM-символа возможно сформировать с использованием ОБПФ меньшей размерности, чем требуется для формирования основной части, в случае равномерного распределения корректирующих поднесущих частот по занимаемой полосе сигнала от  $-F_s/2$  до  $F_s/2$ . В данном случае, если размерность ОБПФ для получения  $\mathbf{s}'$  равна  $N_{FFT}$ , а число корректирующих поднесущих  $-M_{FFT}$ , то слагаемое  $\mathbf{s}^{res}$  рассчитывается следующим образом:

- 1. рассчитывается  $M_{FFT}$ -ОБПФ;
- 2. полученный результат умножается на коэффициент масштабирования  $M_{FFT}/N_{FFT}$ ;
- 3. полученный результат дублируется  $N_{FFT}/M_{FFT}$  раз для получения последовательности из  $N_{FFT}$  отсчетов.

**В четвертом разделе** описана реализация предложенного метода снижения пикфактора в ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема, FPGA – field programmable gate array).

При реализации в ПЛИС выполнение преобразования в блоке ОБПФ требует времени как на загрузку и выгрузку данных, так и на непосредственную их обработку, пропорционального размерности преобразования. Таким образом, во время выполнения одного 1024-точечного ОБПФ возможно выполнить большое количество ( $\sim 64$  при реализации на IP-ядре Xilinx) 32-точечных ОБПФ, сформировав тем самым 64 SEFDM-символа  $\mathbf{s}^{res}$ . Это позволяет многократно повторно использовать один и тот же блок ОБПФ.

Структурная схема реализованного в ПЛИС генератора SEFDM-сигналов с пониженным значением пик-фактора представлена на рис. 12. Будем рассматривать сигнал с 840 информационными и 32 резервированными поднесущими и 32 попытками. Алгоритм начинает свою работу после поступления символов С' на вход 1024-точечного ОБПФ с задержкой 1147 – 108 = 1039 отсчетов для компенсации задержки на вычисление блока 1024-ОБПФ. Алгоритм формирует 27-элементный случайный С<sup>res</sup> из выбранного канального алфавита (на рисунке используется КАМ-64) и 5 нулевых символов, попадающих в защитный интервал. После чего осуществляется процесс 32-точечного ОБПФ, результат которого записывается в RAM. Осуществляется цикл из 32 итераций, заполняющий 32 блока RAM. После этого начинается чтение из RAM. Репликация отсчетов осуществляется 32-х кратным чтением из RAM, где адрес чтения описывается выражением

$$rdaddr_{1...32} = \{0...1023\} \text{ mod } 32.$$

После осуществления операции суммирования каждый кандидат на отправку  $\mathbf{s}^{red}$  одновременно записывается в буфер и поступает на блок расчета пик-фактора. Здесь каждому кандидату ставится в соответствие номер, который будет в дальнейшем передаваться в следующие модули. Величины пик-факторов  $\mathbf{s}^{red}$  поступают на двухвходовые блоки сравнения. Сравнение осуществляется по уровням. На последнем уровне величина пик-фактора сравнивается с  $\mathbf{s}$ . Номер  $\mathbf{s}^{red}$  или  $\mathbf{s}$  с минимальным пик-фактором поступает на демультиплексор, выбирающий символ  $\mathbf{s}^{red\{\min\}}$  из кандидатов.

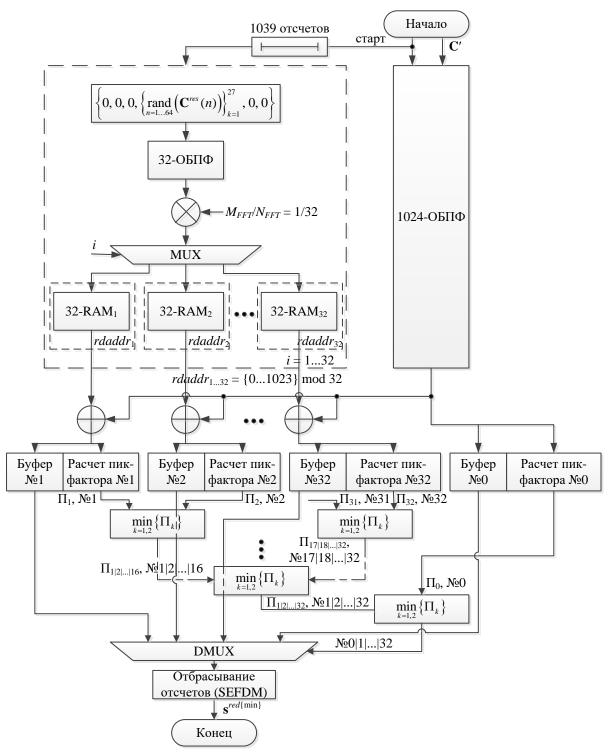


Рис. 12. Структурная схема реализованного в ПЛИС генератора SEFDM-сигналов с пониженным значением пик-фактора

Таким образом, для генерирования одного SEFDM-символа с 128 попытками формирования кандидатов  $\mathbb{C}^{red}$  требуется выполнить: одно 1024-точечное ОБПФ для 840 информационных поднесущих с нулями на позициях, соответствующих корректирующим поднесущим и защитным интервалам; 4 параллельных 32-точечных ОБПФ с использованием по 32 раза каждый для формирования 128 попыток, занеся каждый результат формирования в RAM; сложение всех корректирующих векторов, равном числу попыток, с вектором информационных поднесущих, посчитать пик-фактор и выбрать минимальный. Каждый 32-точечный блок ОБПФ используется 32 раза подряд за время выполнения 1024-точечного основного ОБПФ. Отметим, что блок 1024-ОБПФ должен присутствовать независимо от наличия блоков снижения пик-фактора. Целевая ПЛИС Xilinx Kintex-7 XC7K325T. В результате синтеза для реализации алгоритма потребовалось порядка 67000 триггеров, 56000 таблиц истинности, 590 блоков памяти RAMB18E1 и 378 блоков DSP48E1.

В пятом разделе выполнено экспериментальное исследование разработанного алгоритма снижения пик-фактора ортогональных и неортогональных многочастотных сигналов. В ходе проведения эксперимента выполнялась проверка работы предложенного в настоящей диссертации алгоритма снижения пик-фактора многочастотных сигналов на реальном оборудовании не в основной полосе частот, а на несущей, с учетом реальных полос пропускания трактов генератора и приемника сигналов, а также с учетом неидеальностей их RF-трактов. Для проведения эксперимента была собрана экспериментальная установка на основе цифрового осциллографа Agilent Technologies DSO9104A и векторного генератора Agilent Technologies E8267D. Для контроля спектра сигнала использовался анализатор спектра Agilent Technologies N9342C.

В ходе эксперимента были проведены исследования величины пик-фактора SEFDM-сигналов с  $N_{FFT} = 256$ ,  $N_{used} = 200$  и  $\alpha = 0.5$  без и с применением разработанного алгоритма снижения пик-фактора. Для снижения пик-фактора использовалось 32 корректирующих поднесущих, модуляция на всех поднесущих  $\Phi$ M-4, 1024 попытки на каждой итерации. В выборке генерировалось 50 SEFDM-символов. Формирование сигналов выполнялось в среде Matlab с помощью разработанной имитационной модели в основной полосе частот. При формировании сигналов без снижения пик-фактора и с пониженным пик-фактором их средний уровень устанавливался одинаковым. Далее полученные отсчеты сигнала переводились из типа double в тип int16, поддерживаемый векторным генератором. На последнем этапе записи квадратур тестируемого сигнала отправлялись на векторный генератор. Внутри генератора квадратуры сигнала отправлялись на квадратурный модулятор и переносились на несущую частоту. Частота дискретизации  $F_s$  сигнала была выбрана 10 МГц (при отключенных внутренних фильтрах генератора), частота несущей 100 МГц.

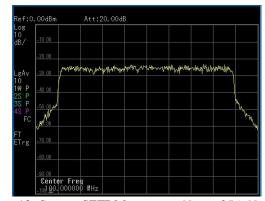


Рис. 13. Спектр SEFDM-сигнала,  $N_{FFT} = 256$ ,  $N_{used} = 200$  и  $\alpha = 0.5$  без снижения пик-фактора

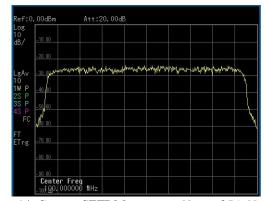


Рис. 14. Спектр SEFDM-сигнала,  $N_{FFT} = 256$ ,  $N_{used} = 200$  и  $\alpha = 0.5$  с пониженным пик-фактором

Исследуемые сигналы имеют одинаковый среднеквадратический уровень, т.е. одинаковую среднюю мощность примерно 12 мВ. Для анализа пик-фактора, выборка отсчетов сигнала на длительности 1 мс (~50 SEFDM-символов на  $F_s$  =10 МГц) на частоте

дискретизации 2 ГГц сохранялась и анализировалась в среде Matlab. Снижение пик-фактора (выборки) составило примерно 1,6 дБ, что согласуется с результатами имитационного моделирования.

На рис. 13 (сигнал без снижения пик-фактора) и 14 (сигнал с пониженным пик-фактором) представлены средние спектры исследуемых сигналов. Видно, что в результате применения алгоритма снижения пик-фактора полоса занимаемых частот сигнала увеличивается (за счет добавления корректирующих поднесущих). В настоящем эксперименте добавлялось 32 поднесущих к 200 информационным, что соответствует увеличению полосы примерно на 16%.

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

- 1. При расчете пик-фактора SEFDM-сигналов в дискретном времени коэффициенты передискретизации K и размер выборки  $N_{exp}$  должны быть выбраны равными 4 и  $10^3$  соответственно для обеспечения точности расчета пик-фактора не хуже 0.5 дБ.
- 2. Основное влияние на величину пик-фактора многочастотных сигналов оказывает количество поднесущих. При увеличении числа поднесущих от 8 до 32000 пик-фактор сигнала увеличивается с 2 дБ до 12 дБ.
- 3. Вычислительная сложность предложенного метода снижения пик-фактора на основе распределенных корректирующих поднесущих ниже известных классических подходов в  $\sim$ 20-40 раз (при  $\sim$ 100 итерациях алгоритма и при количестве поднесущих порядка  $10^2-10^3$ ).
- 4. Разработанный метод снижения пик-фактора может быть успешно использован для большого числа поднесущих ( $\sim 10^4$ ), снижение пик-фактора составит при этом около 1,8 дБ при 1024 попытках.
- 5. Предложенная архитектура метода снижения пик-фактора при ее реализации в ПЛИС занимает <30% логики общего назначения и <70% специализированных ресурсов целевой ПЛИС. В реализации 32-кратно повторно используются БПФ пониженной разрядности для снижения количества занимаемых ресурсов и увеличения быстродействия. При использовании современных поколений ПЛИС Xilinx серии Ultrascale предложенная реализации займет не более 10% ресурсов.
- 6. В сравнении с алгоритмом снижения пик-фактора DVB-T, предложенный алгоритм обеспечивает более высокое (на  $\sim 1$  дБ) снижение пик-фактора при фиксации вычислительной сложности по числу умножителей при реализации в ПЛИС.

#### Публикации по теме диссертации

Статьи в журналах, входящих в перечень ВАК

- 1. Нгок Нуен Тан, Антонов Е.О., Фадеев Д.К., Рашич А.В. Снижение пик-фактора многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением методом резервирования поднесущих частот // Радиотехника, №1, 2018 г., с.16-23.
- 2. Нгок Н. Тан, Рашич А. В., Сальников В.А. Расчет пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением // НТВ СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление №3, 2018. Принята в печать

Статьи в журналах, входящих в базу Scopus.

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

  4. Ngoc Tan, Antonov E.O., Fadeev D.K., Rashich A.V. Reduced Complexity Tone Reservation Peak-to-Average Power Ratio Reduction Algorithm for SEFDM Signals // 39th International conference on telecommunications and signal processing 2016.
- International conference on telecommunications and signal processing, 2016.

  5. Ngoc Tan, Kislitsyn A.B., Fadeev D.K., Rashich A.V. FFT-based trellis receiver for SEFDM signals // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM); Pages: 1 6, DOI: 10.1109/GLOCOM.2016.7841841

Остальные публикации по теме диссертации.

6. Нгок Нуен Тан, Антонов Е.О., Фадеев Д.К., Рашич А.В. Пик-фактор SEFDM-сигналов // 18-я Международная конференция. Цифровая обработка сигналов и ее применение. Доклады Выпуск: XVIII; Том-1. – М.: ООО «БРИС-М», 2016. - 356-362 с.