

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

На правах рукописи

Нгуен Нгок Тан

**Снижение пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов
путем добавления корректирующих поднесущих**

11.06.01 – Электроника, радиотехника и системы связи

Код и наименование

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

Код и наименование

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Нгок Нгуен Тан
Научный руководитель: к.т.н., Рашич
А.В.

Санкт Петербург – 2018

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

Директор ВШ: *– Макаров Сергей Борисович,
д.т.н., проф.*

Научный руководитель: *– Рашич Андрей Валерьевич,
к.т.н.*

Рецензент: *– Белый Владимир Викторович,
к.т.н., ООО НПП «Новые
технологии телекоммуникаций»,
ведущий инженер-программист*

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

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы

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 истощением 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 $1/\alpha$, 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. 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, больших 200.

Пик-фактор SEFDM-сигналов также 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. Поэтому тема работы является актуальной.

Цель и задачи исследования

Цель: снижение пик-фактора ортогональных и неортогональных многочастотных сигналов путем применения распределенных по частоте корректирующих поднесущих при количестве поднесущих частот в сигнале порядков $10^2 \dots 10^4$.

Основные задачи:

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

Научная новизна

1. Разработана методика расчета выборочного среднего и дисперсии пик-фактора ортогональных и неортогональных многочастотных сигналов на основе повышенной частоты дискретизации и ограниченной выборки.

2. Разработан алгоритм снижения пик-фактора ортогональных и неортогональных многочастотных сигналов путем добавления распределенных по частоте корректирующих поднесущих при сохранении помехоустойчивости приема.

3. Разработаны структурные схем формирования и приема ортогональных и неортогональных многочастотных сигналов с пониженным значением пик-фактора.

4. Предложена реализация алгоритма снижения пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов с применением программируемых логических интегральных схем.

Теоретическая и практическая значимость

Теоретическая значимость работы заключается в том, что впервые разработаны и обоснованы методики расчета пик-фактора многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением при большом (более 100) количестве поднесущих в сигнале, выполнен анализ вероятностных характеристик пик-фактора таких сигналов, разработан алгоритм снижения пик-фактора многочастотных сигналов путем добавления распределенных по частоте корректирующих поднесущих.

Практическая значимость работы 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.

Апробация работы

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. 39th International conference on telecommunications and signal processing, 2016;
3. Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2016", 2016.

Публикации

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

6. *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.*

Представление научного доклада: основные положения

1. При расчете пик-фактора многочастотных сигналов при числе поднесущих до 32768, методах модуляции ФМ-2, КАМ-4, КАМ-16, КАМ-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 высокой точности расчета пик-фактора и ограничения вычислительной сложности.

2. При увеличении числа поднесущих от 8 до 32000 пик-фактор сигнала увеличивается с 2 дБ до 12 дБ. При снижении коэффициента уплотнения от 1 до 0,5 пик-фактор многочастотных сигналов снижается на $\sim 0,7$ дБ. Метод модуляции (ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64) не оказывает влияние на пик-фактор многочастотных сигналов.

3. Разработанный алгоритм снижения пик-фактора 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 4% при сохранении помехоустойчивости приема.

4. При количестве поднесущих 840, размерности ОБПФ 1024 и 32-х корректирующих поднесущих вычислительная сложность предложенного алгоритма снижения пик-фактора в 34 раза ниже классического метода на основе резервирования поднесущих.

5. На основе экспериментальных исследований, проведенных с помощью разработанного программно-аппаратного комплекса для SEFDM-сигналов с $N = 840$, методом манипуляции поднесущих частот QPSK и 32-х корректирующих поднесущих с модуляцией ФМ-4 величина снижения пик-фактора относительно результатов имитационного моделирования оказалась в пределах погрешности измерений.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Объектом исследования в работе являются сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM-сигналы).

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

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

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

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

где C_k – манипуляционный символ k -ой поднесущей, Δf – 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 α называется коэффициентом частотного уплотнения. Для OFDM-сигналов $\alpha = 1$. Для уменьшения влияния наложения спектров соседних по частоте сигналов используются защитные интервалы по частоте:

$$C_k = 0 \text{ при } k \in [0; N_{\text{GI_left}} - 1] \text{ и } k \in [N - N_{\text{GI_right}}; N - 1],$$

где $N_{\text{GI_left}}$ — количество неиспользуемых поднесущих «слева» в области отрицательных частот, $N_{\text{GI_right}}$ — количество неиспользуемых поднесущих «справа» в области положительных частот.

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

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

На рис. 1 приведен пример OFDM-символа, по оси абсцисс отложено время, а по оси ординат – нормированная к средней мощности символа мгновенная мощность. Из графика на рис. 1 видно, что пик-фактор символа равен $\Pi \approx 10 = 10$ дБ.

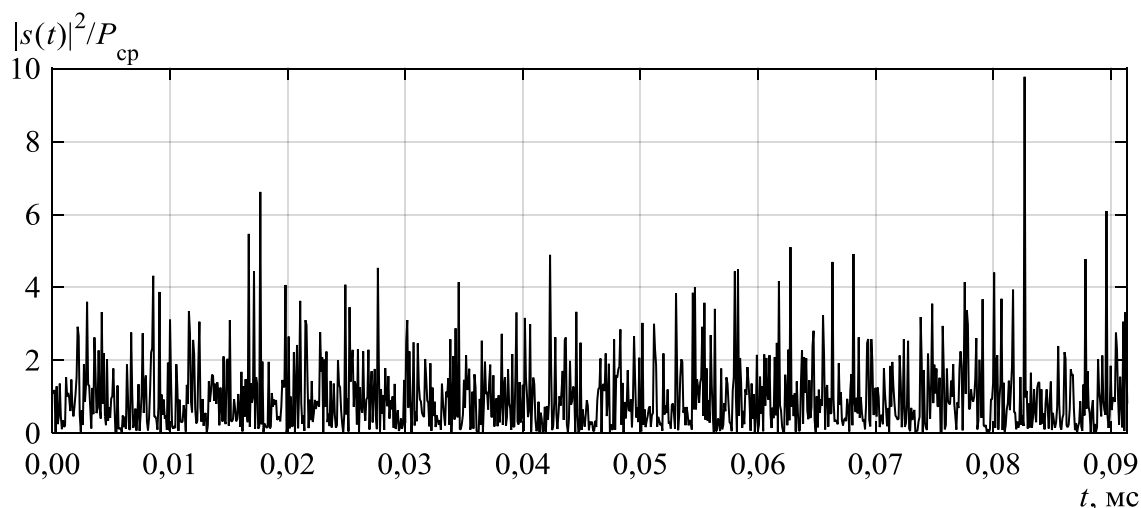


Рис. 1. Пример OFDM-символа с КАМ-4, $N = 840$

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 α 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:

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

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} [3]. На выходе ОБПФ оставляются только первые L отсчетов, остальные отбрасываются. На рис. 2 изображена структурная схема, описывающая этот алгоритм.

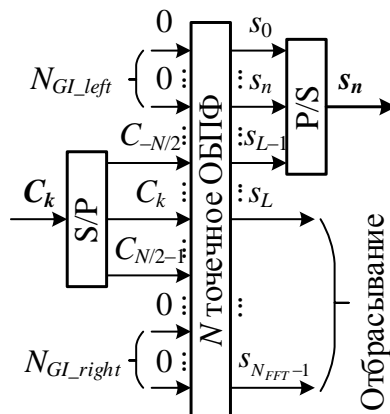


Рис. 2. Структурная схема алгоритма формирования SEFDM-сигналов

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

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

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. 3). Т.е. непрерывный сигнал, восстановленный из (3) может иметь максимум мгновенной мощности между отсчетами.

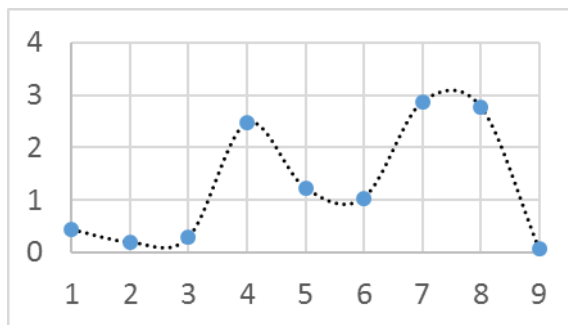


Рис. 3. Схематичный пример расположения максимума мгновенной мощности символа между отсчетами №7 и №8

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. 4.



Рис.4. Блок-схема алгоритма расчета пик-фактора одного OFDM- или SEFDM-символа

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).

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

Система	Количество поднесущи x	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

На рис. 6 представлены зависимости выборочного среднего пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным ($\alpha = 1/2$) частотным уплотнением от количества генерируемых OFDM- или 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.

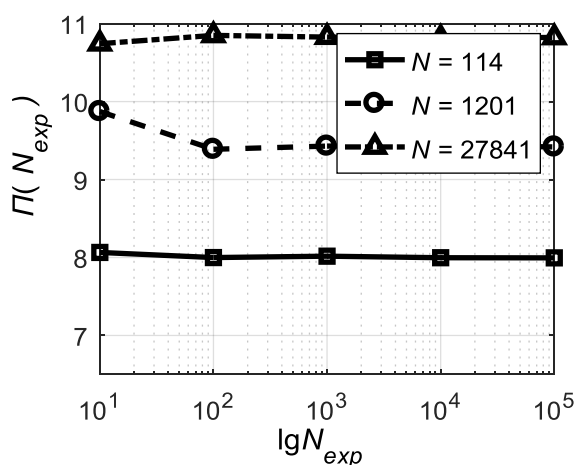
Из приведенных на рис. 6 графиков видно, что выборочное среднее пик-фактора многочастотных сигналов при любом числе информационных поднесущих, методе модуляции и коэффициенте уплотнения, рассмотренных в моделировании, практически не зависит от размера выборки при $N_{exp} > 10^2$.

При этом выборочное среднее пик-фактора SEFDM-символов меньше выборочного среднего пик-фактора OFDM-символов для любого числа информационных поднесущих. Как для OFDM-символов, так и для SEFDM-символов 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-

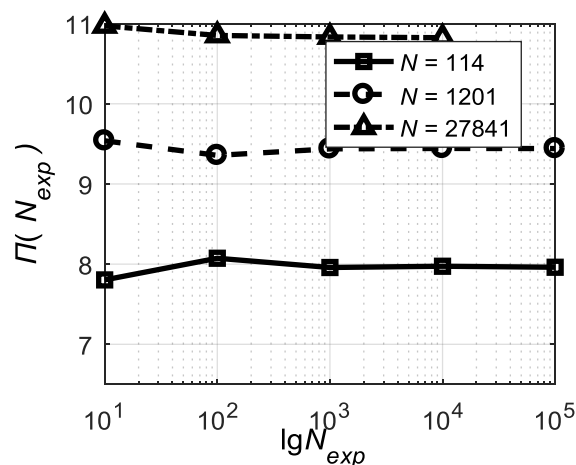
фактора символа с 1201 поднесущими на 1.5 дБ при модуляции поднесущих КАМ-64.

На рис. 7 представлены зависимости выборочной дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов от количества генерируемых OFDM- или SEFDM-символов соответственно. Условия моделирования не менялись. Значения выборочной дисперсии пик-фактора отложены по оси ординат без перевода в децибелы, на оси абсцисс – размер выборки в логарифмическом масштабе. Выборочная дисперсия не увеличивается с ростом числа информационных поднесущих. Выборочная дисперсия многочастотных сигналов независимо от числа поднесущих и коэффициента уплотнения практически не зависит от размера выборки при $N_{exp} > 10^3$.

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.



а) OFDM, КАМ-4



б) OFDM, КАМ-64

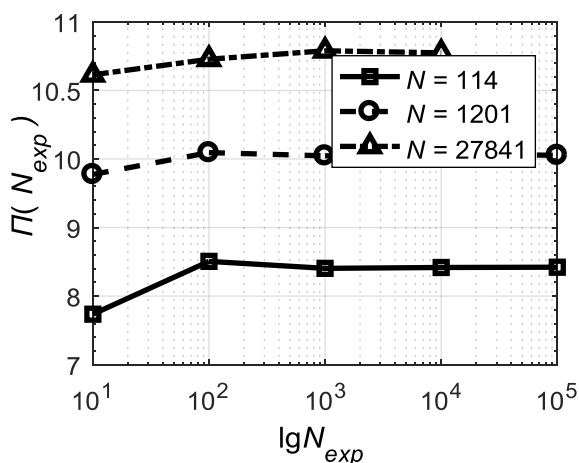
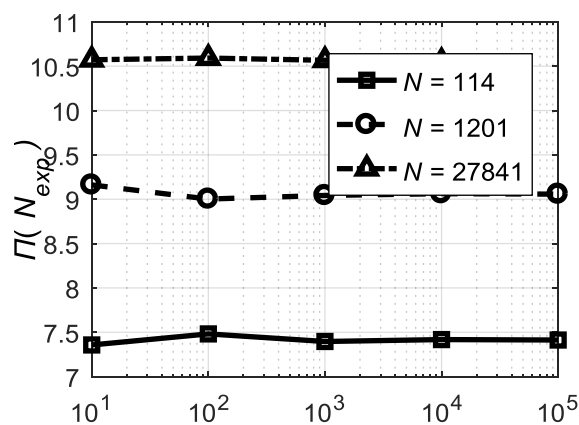
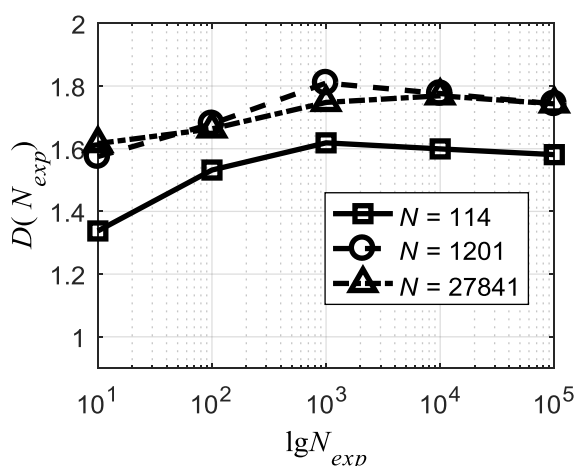
в) SEFDM, KAM-4, $\alpha = 1/2$ г) SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

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



а) OFDM, KAM-64

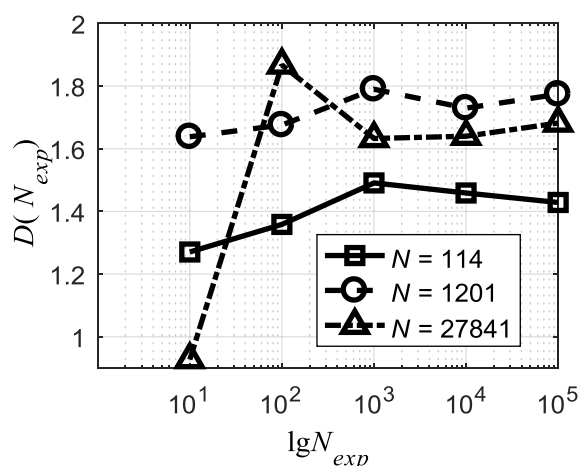
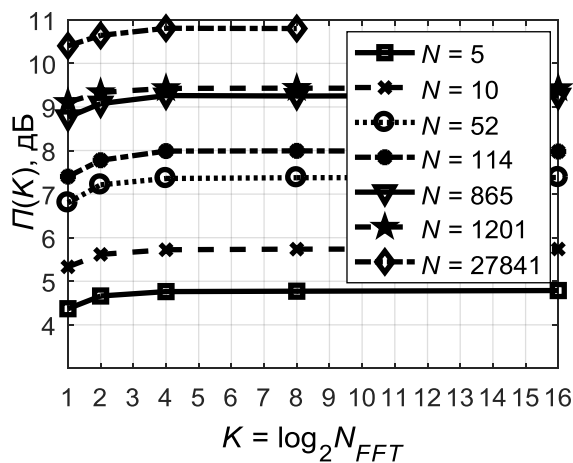
б) SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

Рис. 7. Зависимость дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов от количества экспериментов при различном количестве поднесущих и способах модуляции

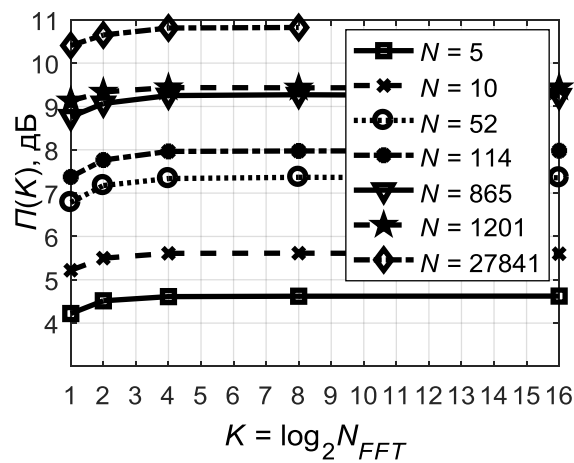
На рис. 8 представлены зависимости выборочного среднего пик-фактора OFDM- и SEFDM-сигналов от коэффициента передискретизации K . В соответствии с табл. 1, моделирование проводилось для 5, 10, 52, 114, 865, 1201, 27841 информационных поднесущих и размерностей ОБПФ до передискретизации 8, 16, 64, 128, 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 OFDM- и 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.

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 вычислительная сложность повышается в 2.18 раз. Дальнейшее увеличение размерности ОБПФ не влечет существенного выигрыша в точности расчета пик-фактора.



а) OFDM, КАМ-4



б) OFDM, КАМ-64

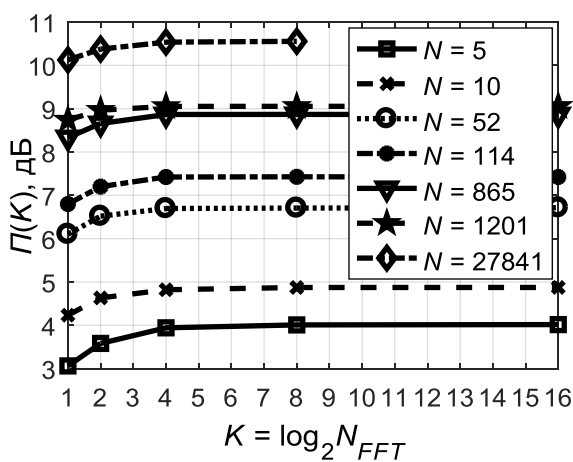
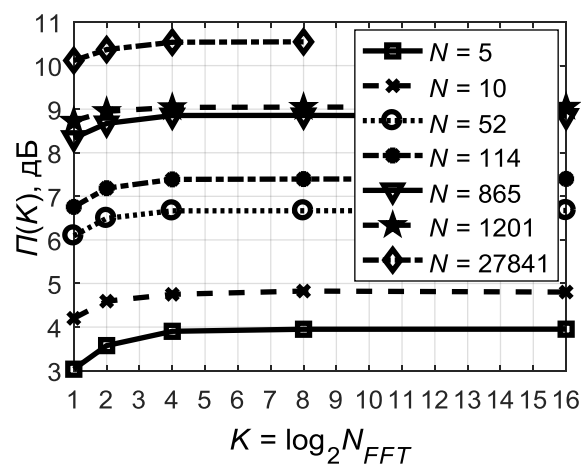
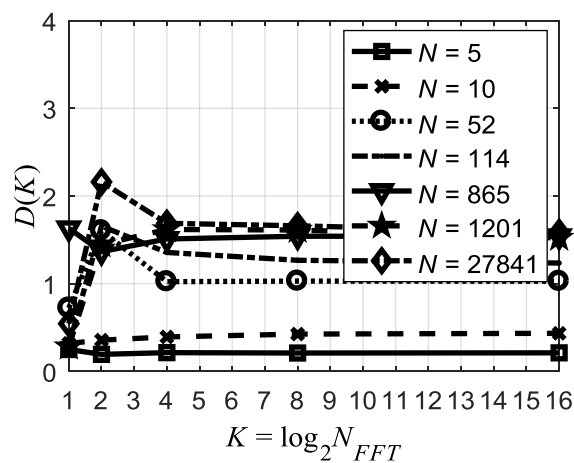
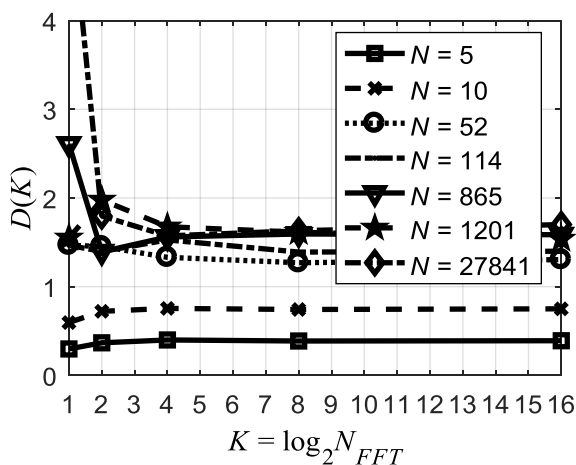
в) SEFDM, КАМ-4, $\alpha = 1/2$ г) SEFDM, КАМ-64, $\alpha = 1/2$

Рис. 8. Зависимость мат. ожидания пик-фактора многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации при различном количестве поднесущих и способах модуляции



а) OFDM, КАМ-64

б) SEFDM, КАМ-64, $\alpha = 1/2$

Рис. 9. Зависимость дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации при различном количестве поднесущих и способах модуляции

На рис. 8 представлены зависимости выборочной дисперсии пик-фактора OFDM- и SEFDM-сигналов от коэффициента передискретизации. По полученным зависимостям видно, что для низкого числа информационных поднесущих (5, 10) выборочная дисперсия пик-фактора почти не изменяется при всех значениях коэффициента передискретизации. Для большего числа поднесущих выборочная дисперсия почти перестает изменяться при коэффициенте передискретизации $K > 4$.

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} — число добавленных зарезервированных поднесущих (рис. 10).

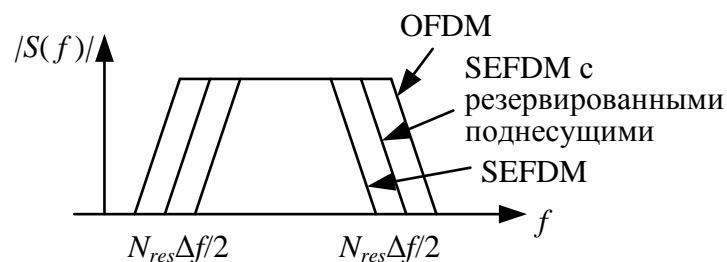


Рис. 10. Увеличение занимаемой полосы частот при добавлении поднесущих

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

$$s_n^{red} = s_n + s_n^{res}, \quad (5)$$

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

где $\{C_{-(N+N_{res})/2}^{res}, \dots, C_{-N/2-1}^{res}, C_{N/2}^{res}, \dots, C_{(N+N_{res})/2-1}^{res}\}^T = \mathbf{C}^{res}$ – вектор комплексных амплитуд резервированных 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 быть равны $\{C_{-N_{full}/2}, \dots, C_{-(N+N_{res})/2}; C_{(N+N_{res})/2-1}, \dots, C_{N_{full}/2-1}\}^T = 0$. 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 \mathbf{s}^{res} (рис. 11).

Основным недостатком предлагаемого алгоритма является его сложность. 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 рисунке **Ошибка! Источник ссылки не найден.**

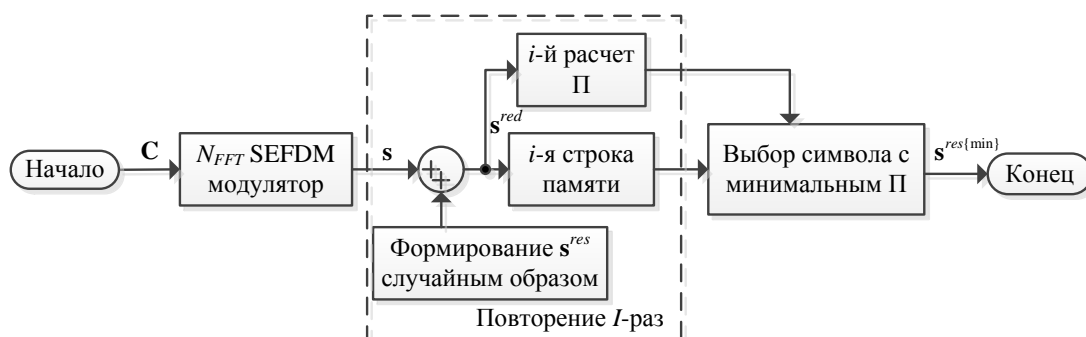


Рис. 11. Блок-схема разработанного алгоритма снижения пик-фактора

В предлагаемом алгоритме элементы \mathbf{C}^{res} равномерно распределены по всему SEFDM-символу. При таком подходе чередования возможна значительная экономия вычислительных ресурсов.

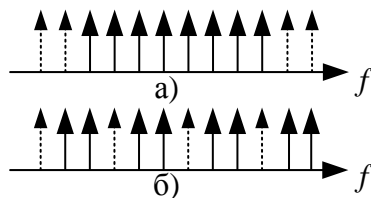


Рис. 12. Расположение зарезервированных поднесущих (показаны пунктирной линией): по обеим сторонам от информационных поднесущих (а) и чередованием (б)

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 ($m = 0, \dots, M_{FFT} - 1$, где M_{FFT} – размерность ОБПФ, равная числу элементов \mathbf{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, ноль появляется и на m -ой позиции ОБПФ размерности M_{FFT} .

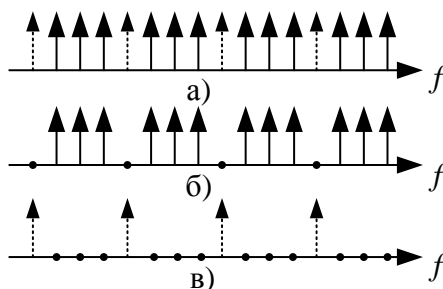


Рис. 13. Пример чередования для 12-ти элементов \mathbf{C} и 4-х элементов \mathbf{C}^{res} :

$$\mathbf{s}^{red} \text{ (a)}, \mathbf{s}' \text{ (б)}, \mathbf{s}^{res} \text{ (в)}$$

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

Сложность подхода без предложенного чередования составляет

$$\Theta_{side} = O(N_{FFT} \log_2 N_{FFT} + I N_{FFT} \log_2 N_{FFT}), \quad (\text{Ошибка! Текст}$$

указанного стиля в документе отсутствует..1)

в то время как предлагаемый метод вставки (см. рисунок **Ошибка! Источник ссылки не найден.**б) требует произвести вместе с уменьшенной размерностью ОБПФ число операций, равное

$$\Theta_{uni} = O(N_{FFT} \log_2 N_{FFT} + I M_{FFT} \log_2 M_{FFT} + 2 I M_{FFT} + 2 I), \quad (\text{Ошибка!}$$

Текст указанного стиля в документе отсутствует..2)

где часть $2 I M_{FFT}$ означает комплексное умножение на масштабирующий коэффициент и $2 I$ — число операций комплексного суммирования. В обоих случаях $N_{FFT} \log_2 N_{FFT}$ операций остаются из-за формирования информационного SEFDM-символа s' .

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

Комплементарные интегральные функции распределения (англ. CCDF, Complementary Cumulative Distribution Function), представляющие собой вероятность превышения случайной величины (пик-фактора) некоторого наперед заданного порога γ , т.е. $Pr(\Pi > \gamma) = 1 - Pr(\Pi \leq \gamma)$, 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. 14 представлены CCDF SEFDM-сигнала с ФМ-4 на информационных поднесущих (С) для случаев не примененного (s) и

примененного ($s^{red\{min\}}$) алгоритмов снижения пик-фактора. На представленном рисунке по оси абсцисс отложены пороги пик-фактора γ , а по оси ординат — вероятности превышения порога γ , т.е. $Pr(\Pi > \gamma)$.

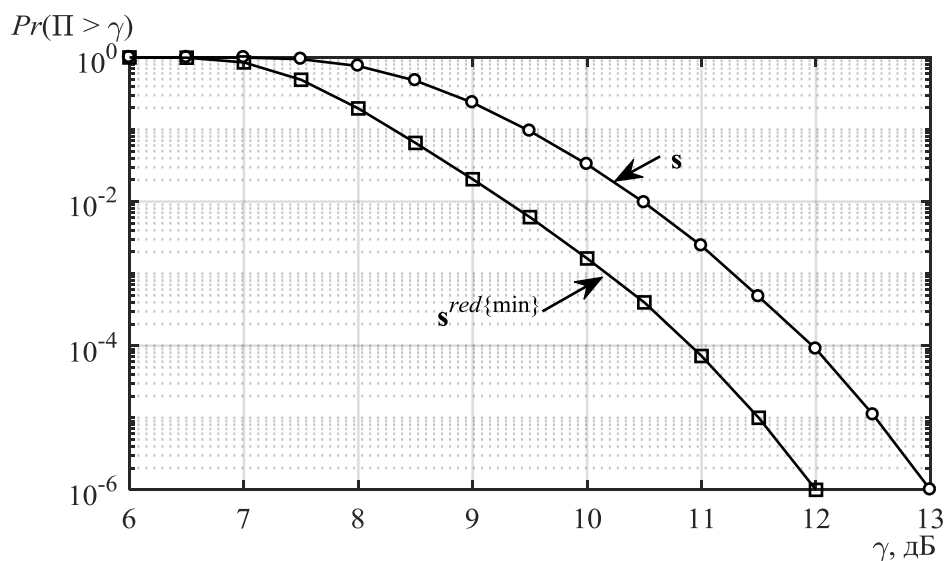


Рис. 14. CCDF SEFDM-сигнала без (s) и с ($s^{red\{min\}}$) применением алгоритма снижения пик-фактора

SEFDM-символ 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 s' равна N_{FFT} , а число корректирующих поднесущих — M_{FFT} , то слагаемое 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.

При реализации в ПЛИС блок ОБПФ выполнение преобразования требует времени как на загрузку и выгрузку данных, так и на непосредственную их обработку, пропорциональный размерности преобразования. Таким образом, во время выполнения одного 1024-точечного ОБПФ возможно выполнить большое количество (64 при реализации на IP-ядре Xilinx) 32-точечных ОБПФ, сформировав тем самым 64 SEFDM-символа 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. 15. Будем рассматривать сигнал с 840 информационными и 32 резервированными поднесущими и 32 попытками. Алгоритм начинает свою работу после поступления символов C' на вход 1024-точечного ОБПФ с задержкой $1147 - 108 = 1039$ отсчетов для компенсации задержки на вычисление блока 1024-ОБПФ. Алгоритм формирует 27-элементный случайный C^{res} 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

$$rdaddr_{1..32} = \{0..1023\} \bmod 32.$$

После осуществления операции суммирования каждый кандидат на отправку 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 s^{red} поступают на двухвходовые блоки сравнения. Сравнение осуществляется по уровням. На последнем уровне величина пик-

фактора сравнивается с s . Номер s^{red} или s с минимальным пик-фактором поступает на демультиплексор, выбирающий символ $s^{red\{\min\}}$ из кандидатов.

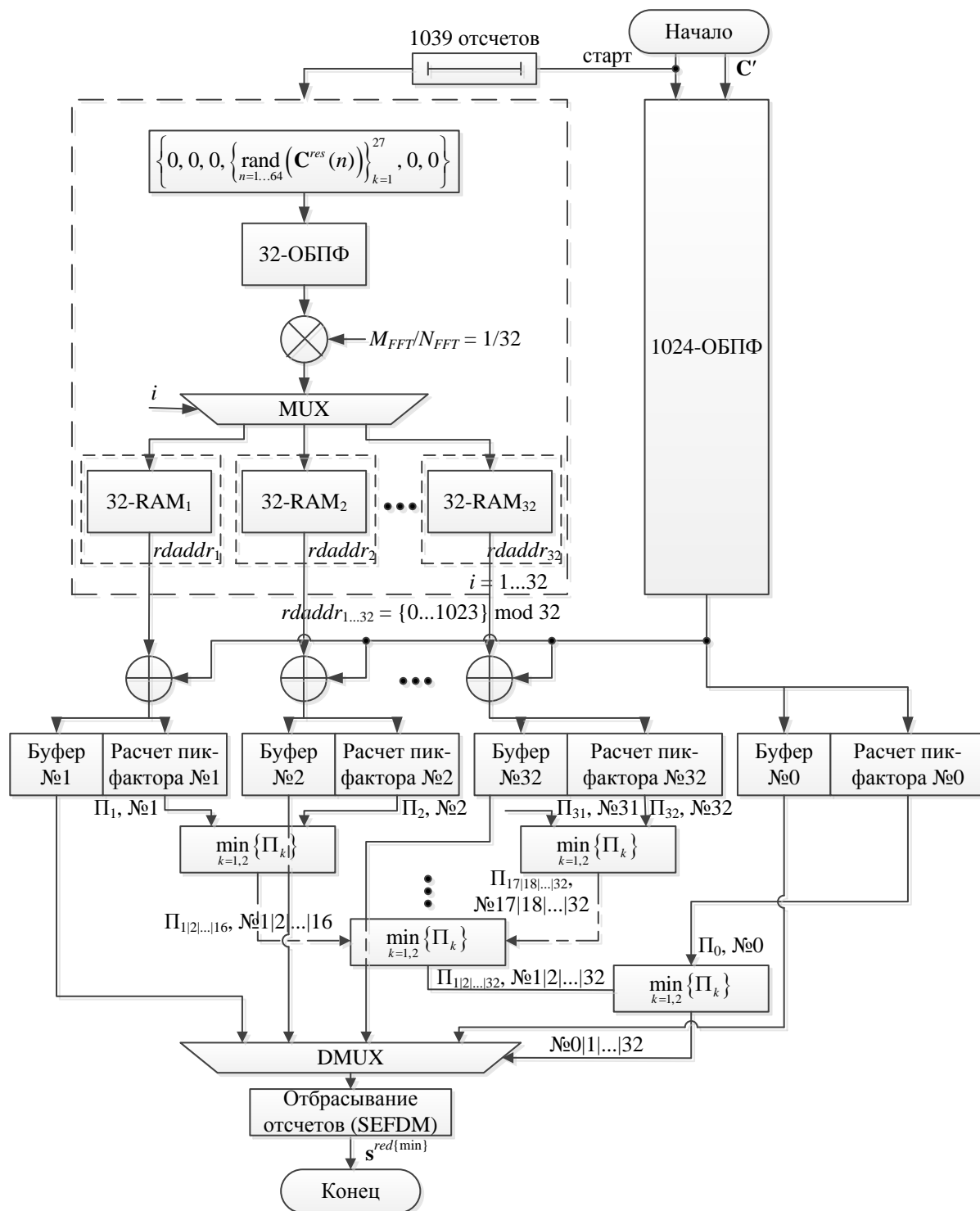


Рис. 15. Структурная схема реализованного в ПЛИС генератора SEFDM-сигналов с пониженным значением пик-фактора

Таким образом, для генерирования одного SEFDM-символа с 128 попытками формирования кандидатов 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.

Заключение

В ходе работы для достижения цели были решены следующие задачи:

1. Получены зависимости выборочного среднего и дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов с неортогональным уплотнением для различного количества поднесущих (5–32768), различных методов манипуляции (ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64) и коэффициентов частотного уплотнения (1/2, 3/4, 7/8, 15/16, 1);
2. Среднее значение и дисперсия пик-фактора SEFDM-сигналов практически (изменения не более 1%) перестает зависеть от коэффициента передискретизации сигнала при его значении более 4.
3. Показано, что увеличение количества поднесущих в SEFDM-сигнале от 8 до 1024 приводит к увеличению среднего значения пик-фактора от 4,5 до 9 дБ;

4. Построены зависимости величины пик-фактора многочастотных неортогональных сигналов от коэффициента уплотнения. Показано, что пик-фактор SEFDM-сигналов практически не зависит от коэффициента уплотнения.

5. Разработан алгоритм снижения пик-фактора неортогональных многочастотных сигналов на основе добавления распределенных по частоте корректирующих поднесущих.

6. Методами имитационного моделирования выполнен анализ величины снижения пик-фактора в результате применения разработанного алгоритма.

7. Разработанный алгоритм снижения пик-фактора реализован в ПЛИС Kintex 7.

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

Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК

1. Антонов Е.О., Фадеев Д.К., Нгок Нуен Тан, 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 СПбГУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление №3, 2018. Принята в печать

Публикации в других изданиях

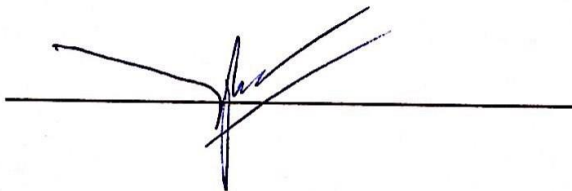
3. Ngok Nuen Tan, Alexandr B. Kislitsyn, Andrey V. Rashic, Generation of SEFDM-Signals Using FFT/IFFT // 14th International Conference, NEW2AN 2014 and 7th Conference, ruSMART 2014, Proceedings, 8638 LNCS, pp. 488-501.

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.

5. *Kislitsyn A.B., Ngoc Tan, 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

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.

Аспирант



Нгок Нгуен Тан