

РАСЧЕТ ПИК-ФАКТОРА МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ И НЕОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

А.В. Рашич, Т.Н. Нгуен, В.А. Сальников

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Предложены алгоритмы для расчета выборочных среднего и дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным (OFDM-сигналы) и неортогональным (SEFDM-сигналы) частотным уплотнением, представлены результаты моделирования при различном количестве поднесущих, способах манипуляции и коэффициенте уплотнения. Показано, что пик-фактор многочастотных сигналов, рассчитанный по отсчетам сигнала на исходной частоте дискретизации, может значительно отличаться от пик-фактора, рассчитанного по восстановленному из отсчетов непрерывному сигналу. Точность расчета параметров распределения пик-фактора зависит от размера выборки многочастотных символов, а также от коэффициента передискретизации. Получены значения условий моделирования (размеры выборки и коэффициенты передискретизации), при которых дальнейшее увеличение вычислительной сложности практически не влияет на значения выборочных среднего и дисперсии пик-фактора. Разработанные методы расчета применимы как для малого, так и для большого числа поднесущих.

Ключевые слова: OFDM, NOFDM, SEFDM, multicarrier FTN, PAPR, 5G, crest factor, пик-фактор, выборочное среднее, выборочная дисперсия.

Ссылка при цитировании: Рашич А.В., Нгуен Т.Н., Сальников В.А. Расчет пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2018. Т. 11. № 3. С. 37–48. DOI: 10.18721/JCSTCS.11304

METHOD FOR CALCULATING PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO OF OFDM- AND SEFDM-SIGNALS

A.V. Rashich, T.N. Nguen, V.A. Salnikov

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

The paper presents the algorithms for sample mean and dispersion of peak-to-average-power-ratio (PAPR) of multicarrier signals with orthogonal (OFDM-signals)

and non-orthogonal (SEFDM-signals) multiplexing. The simulation results are also presented for some subcarriers and modulation types. It is shown that the PAPR calculated over the signal samples on the basic sampling frequency differs greatly from the PAPR calculated over the equivalent continuous signal. The accuracy of the calculated sample mean and dispersion of PAPR depends on the sample size and on the oversampling rate. Simulation results are proposed for the sample sizes and oversampling rates for which further increase in computation complexity does not affect the sample mean and dispersion of PAPR. The proposed algorithms are applicable for any number of subcarriers in the multicarrier signal.

Keywords: OFDM, NOFDM, SEFDM, multicarrier FTN, PAPR, 5G, crest factor, sample mean, sample dispersion.

Citation: Rashich A.V., Nguen T.N., Salnikov V.A. Method for calculating peak-to-average power ratio of OFDM- and SEFDM-signals. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2018, Vol. 11, No. 3, Pp. 37–48. DOI: 10.18721/JCSTCS.11304

Введение

В связи с длительной разработкой стандартов сотовой связи пятого поколения 5G, в которых на физическом уровне применяются многочастотные сигналы, и публикацией первых версий этих стандартов* повышенный интерес исследователей и разработчиков привлекают методы синтеза многочастотных сигналов с заданными характеристиками, разработка их алгоритмов формирования и приема, а также исследование различных характеристик. Наибольшее распространение в действующих беспроводных системах передачи данных (WiFi-a, g, n, ac, ax, LTE, DVB-T2) получили многочастотные сигналы с ортогональным частотным уплотнением (Orthogonal frequency division multiplexing – OFDM). Также интерес представляют модификации этих сигналов с неортогональным частотным уплотнением, позволяющим добиться более высокой спектральной эффективности по сравнению с OFDM-сигналами (Spectrally efficient frequency division multiplexing – SEFDM) [1, 7].

Важная характеристика многочастотных сигналов – пик-фактор. Оценка его значений необходима при проектировании усилителя мощности передающего устройства [3]. Высокое значение пик-фактора сигнала приводит либо к недоиспользованию усилителей мощности и, как следствие, к снижению средней мощности сигнала и помехоустойчивости его приема, либо к повышению уровня нелинейных искажений в

сигнале, что, в свою очередь, приводит к увеличению уровня внеполосных излучений, а также к снижению помехоустойчивости приема [3–5].

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, как показано в [3, 5, 6], а также подтверждено результатами моделирования настоящей работы, 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. При их большом количестве (более ста) перебор всех символов для расчета среднего значения пик-фактора за приемлемое для получения результатов моделирования время невозможен на современной элементной базе.

* Спецификации 5G // URL: <http://www.3gpp.org/DynaReport/38-series.htm>

При разработке различных методов снижения пик-фактора его расчет выполняется непосредственно по временным отсчетам символа на исходной частоте дискретизации (например, [3–6]). Но пик-фактор непрерывного сигнала, восстановленного из этих отсчетов, будет отличаться от пик-фактора, посчитанного по отсчетам. Как показано в данной статье, отклонение может составлять до 1 дБ, что делает результаты анализа алгоритмов снижения пик-фактора некорректными.

Таким образом, 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. В настоящей статье предложены алгоритмы для выполнения таких расчетов, представлены результаты моделирования для выборочных среднего и дисперсии многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением при различном количестве поднесущих и способах манипуляции.

Пик-фактор многочастотного сигнала

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

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

где C_k – манипуляционный символ k -й 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 $C_k = 0$ при $k \in [0; N_{GI_left} - 1]$ и $k \in [N - N_{GI_right}; N - 1]$, где N_{GI_left} – количество неиспользуемых поднесущих «слева» в области отрицательных частот, N_{GI_right} – количество неиспользуемых поднесущих «справа» в области положительных частот.

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

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

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt.$$

На рис. 1 приведен пример OFDM-символа, по оси абсцисс отложено время, а по оси ординат – нормированная к средней

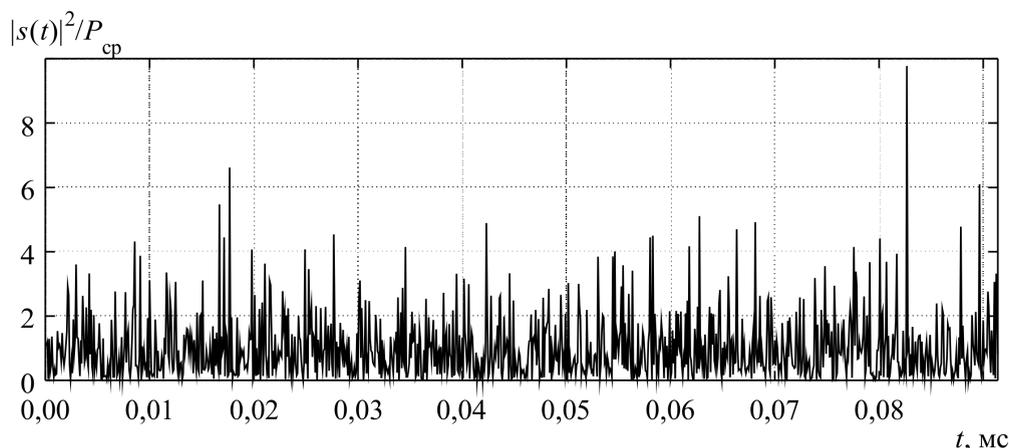


Рис. 1. Пример OFDM-символа с QAM-4, $N = 840$

Fig. 1. Example of OFDM-symbol with QAM-4, $N = 840$

мощности символа мгновенная мощность. Из графика видно, что пик-фактор символа равен $\Pi \approx 10 = 10$ дБ.

Расчет математического ожидания и дисперсии пик-фактора

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 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 следующем виде:

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

Для формирования OFDM-сигналов в соответствии с (3) применяется ОБПФ (обратное быстрое преобразование Фурье) с размерностью N_{IFFT} равной ближайшей сверху степени 2 к N . Для формирования

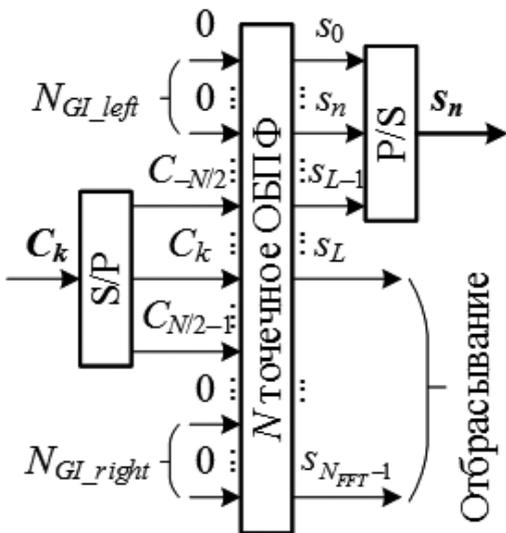


Рис. 2. Структурная схема алгоритма формирования SEFDM-сигналов

Fig. 2. The structure of SEFDM-symbol generator

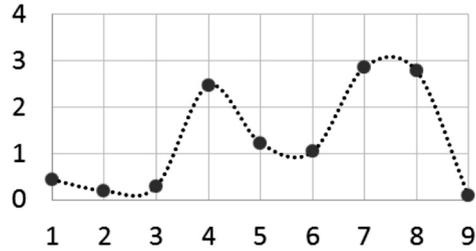


Рис. 3. Схематичный пример расположения максимума мгновенной мощности символа между отсчетами 7 и 8

Fig. 3. Example of maximum power position between samples 7 and 8

SEFDM-сигналов в данной статье используется метод на основе ОБПФ с аналогичной размерностью N_{IFFT} [2]. На выходе ОБПФ оставляются только первые L отсчетов, остальные отбрасываются. На рис. 2 изображена структурная схема, описывающая этот алгоритм.

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

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

$$n = 0, 1, \dots, L-1, P_{cp} = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} p_n.$$

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, находящихся между соседними отсчетами (рис. 3). То есть 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 переди-



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

Fig. 4. Algorithm for PAPR calculation of one SEFDM-symbol

скретизированного символа по (4) рассчитывается мгновенная мощность, средняя и пик-фактор. Описанный алгоритм расчета пик-фактора представлен на рис. 4.

Напомним, что интерес представляют не значения пик-фактора отдельных символов, а их средние значения и дисперсии, а также вероятности превышения пик-фактора некоторого заданного порога.

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. 4, и рассчитываются выборочное среднее значение и выборочная исправленная дисперсия по следующим формулам:

$$\bar{\Pi} = \frac{1}{N_{exp}} \sum_{i=1}^{N_{exp}} \Pi_i, \quad (5)$$

$$S^2 = \frac{1}{N_{exp} - 1} \sum_{i=1}^{N_{exp}} (\Pi_i - \bar{\Pi})^2. \quad (6)$$

Данные оценки также являются случайными величинами, их математическое ожидание равно оцениваемым параметрам: $\mathbb{E}[\bar{\Pi}] = \mathbb{E}[\Pi]$, $\mathbb{E}[S^2] = D[\Pi]$. Также выборочное среднее и выборочная дисперсия сходятся по вероятности к математическому ожиданию и дисперсии пик-фактора: $\bar{\Pi} \xrightarrow{\mathbb{P}} \mathbb{E}[\Pi]$, $S^2 \xrightarrow{\mathbb{P}} D[\Pi]$. Это показывает, что при увеличении размера выборки N_{exp} значения оценок будут приближаться к действительным значениям параметров распределения пик-фактора.

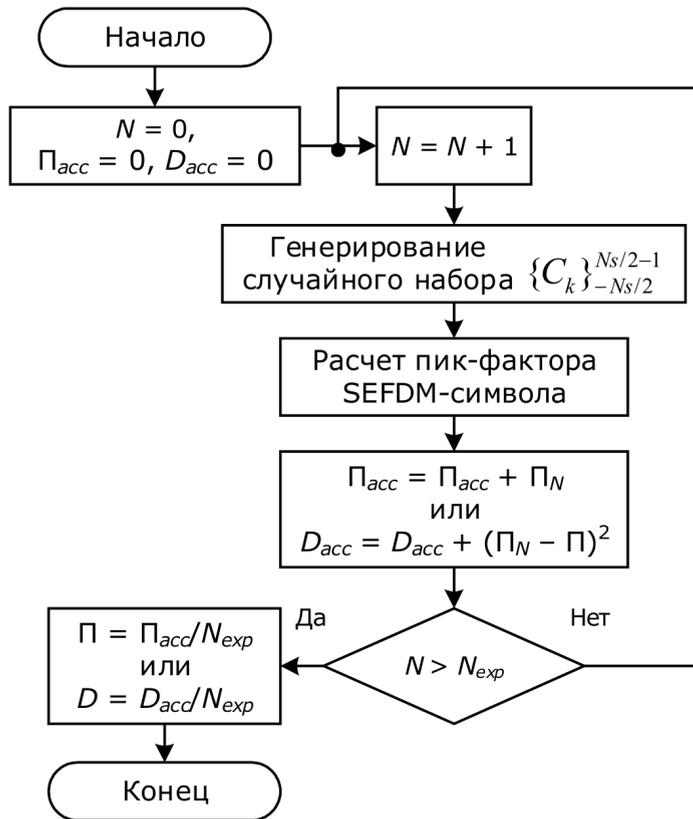


Рис. 5. Блок-схема алгоритмов расчета выборочных среднего и дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов

Fig. 5. Algorithms for mean PAPR and its variance calculation for multicarrier signals

На рис. 5 представлена блок-схема расчета выборочных среднего и дисперсии пик-фактора 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.

Результаты моделирования

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 (см. табл.).

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 таблицей, 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.

Параметры OFDM-сигналов различных беспроводных систем передачи данных

OFDM-signals parameters for various modern telecommunication systems

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

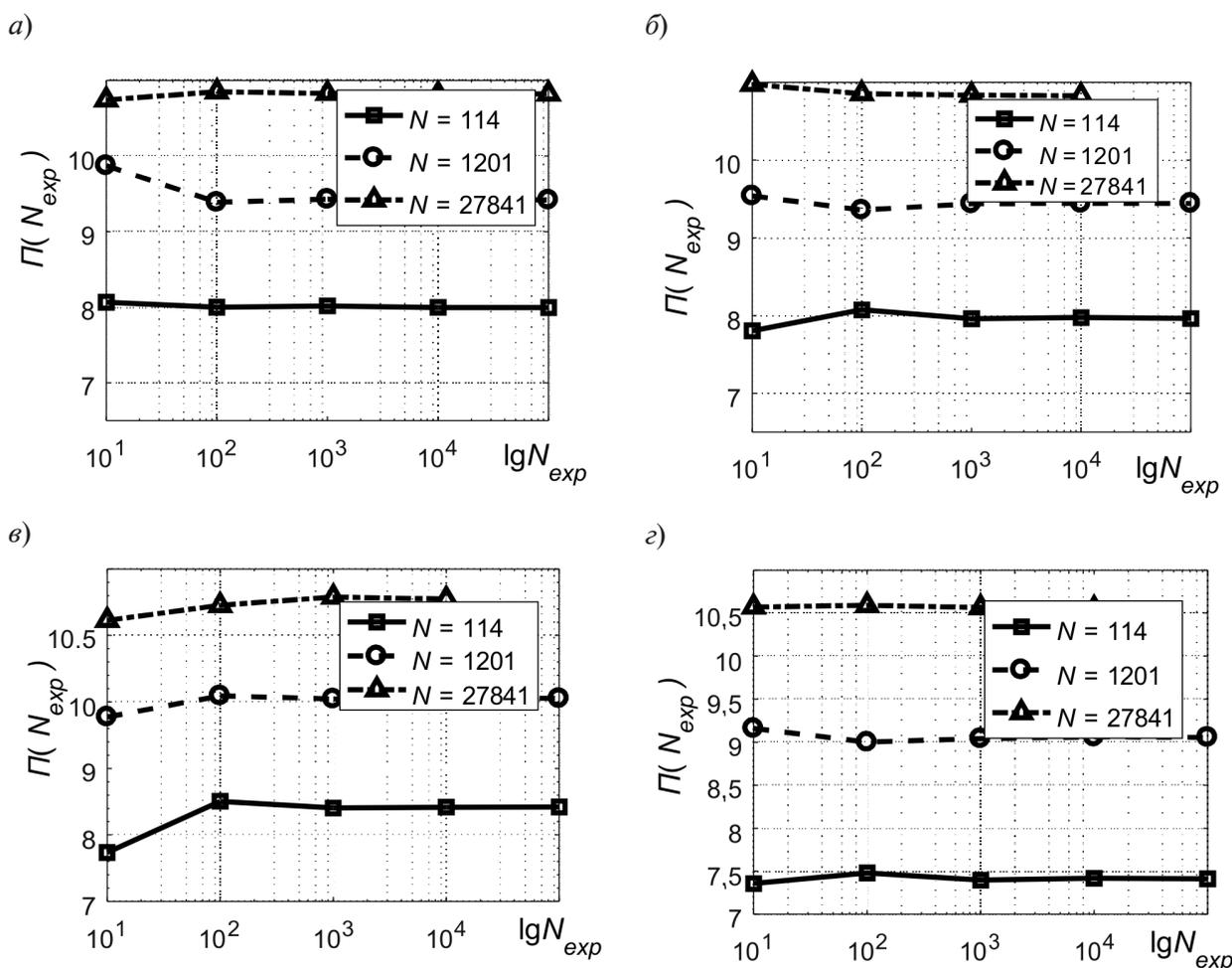


Рис. 6. Зависимость математического ожидания пик-фактора многочастотных сигналов от количества экспериментов при различном количестве поднесущих и способах модуляции: а – OFDM, KAM-4; б – OFDM, KAM-64; в – SEFDM, KAM-4, $\alpha = 1/2$; г – SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

Fig. 6. Mean PAPR of multicarrier signals vs number of experiments for various number of subcarriers and modulation schemes: а – OFDM, KAM-4; б – OFDM, KAM-64; в – SEFDM, KAM-4, $\alpha = 1/2$; г – SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

Из приведенных на рисунке 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.

На рис. 8 представлены зависимости выборочного среднего пик-фактора OFDM- и SEFDM-сигналов от коэффициента передискретизации K . В соответствии с таблицей, 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 считалось для исходной размерности ОБПФ и для размерности, увеличенной в K раз. По представленным зависимостям видно, что выборочное сред-

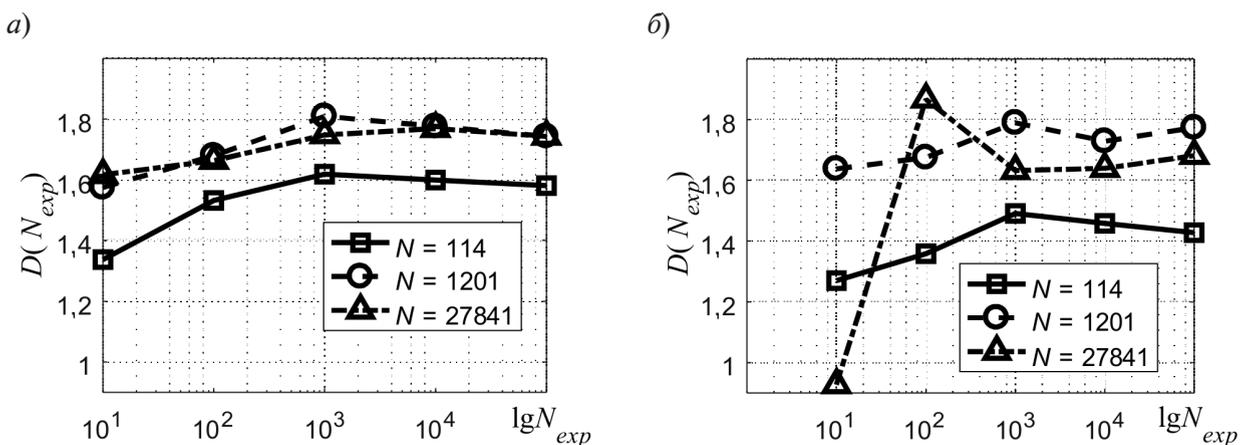


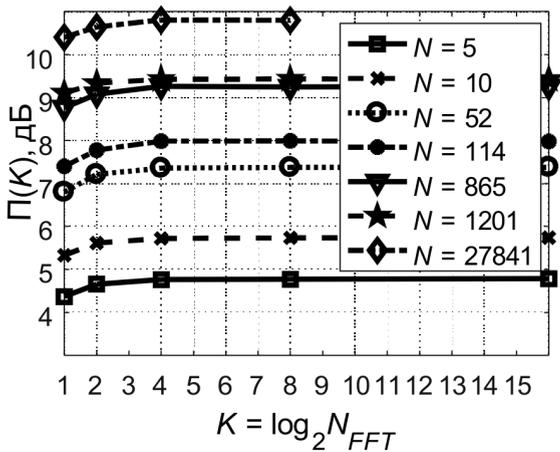
Рис. 7. Зависимость дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов от количества экспериментов при различном количестве поднесущих и способах модуляции: а – OFDM, КАМ-64; б – SEFDM, КАМ-64, $\alpha = 1/2$

Fig. 7. PAPR variance of multicarrier signals vs number of experiments for various number of subcarriers and modulation schemes: а – OFDM, QAM-64; б – SEFDM, QAM-64, $\alpha = 1/2$

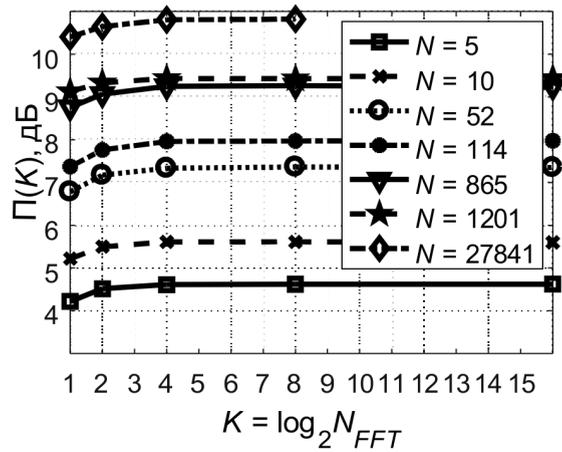
нее пик-фактора почти перестает зависеть от коэффициента передискретизации при $K > 4$. Это означает, что временные отсчеты дискретных OFDM- и SEFDM-сигналов берутся достаточно часто для определения пиковой мощности аналогового сигнала. С другой стороны применение низкого коэффициента передискретизации ($1 < K < 4$) 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 — равна $O(KN_{IFFT} \log_2 KN_{IFFT})$. 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 разница среднего пик-фактора при $K = 2$ и $K = 4$ составляет 0,18 дБ, а вычислительная сложность повышается в 2,18

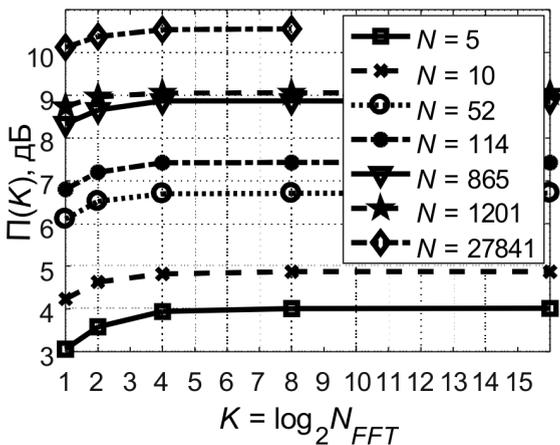
а)



б)



в)



г)

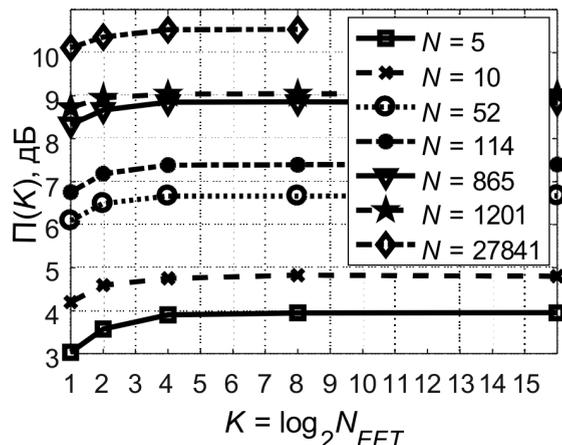


Рис. 8. Зависимость математического ожидания пик-фактора многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации при различном количестве поднесущих и способах модуляции: а – OFDM, КАМ-4; б – OFDM, КАМ-64; в – SEFDM, КАМ-4, $\alpha = 1/2$; г – SEFDM, КАМ-64, $\alpha = 1/2$

Fig. 8. Mean PAPR of multicarrier signals vs upsampling factor for various number of subcarriers and modulation schemes:

а – OFDM, КАМ-4; б – OFDM, КАМ-64; в – SEFDM, КАМ-4, $\alpha = 1/2$; г – SEFDM, КАМ-64, $\alpha = 1/2$

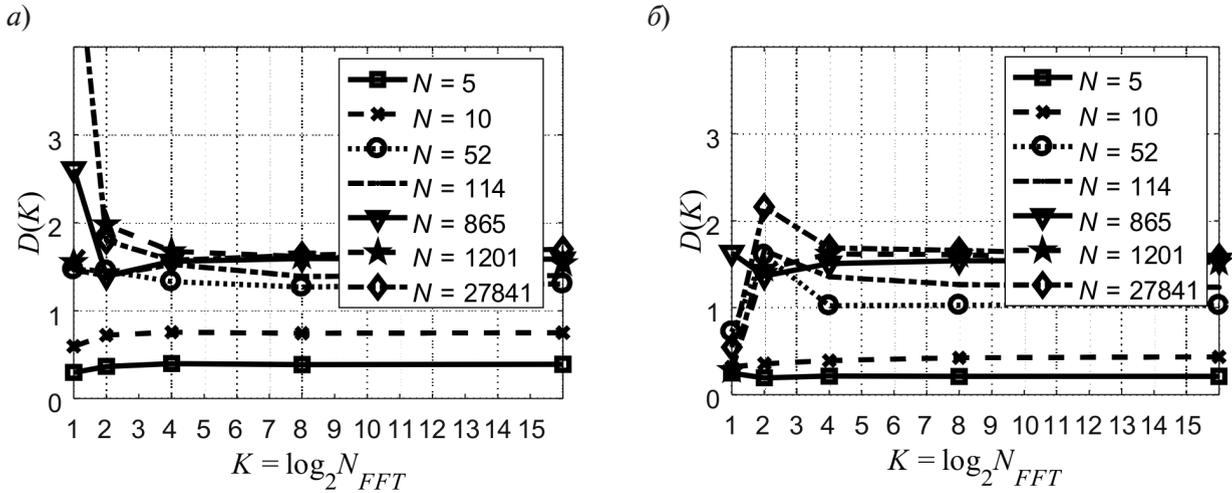


Рис. 9. Зависимость дисперсии пик-фактора многочастотных сигналов от коэффициента передискретизации при различном количестве поднесущих и способах модуляции:
а – OFDM, KAM-4; б – SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

Fig. 9. PAPR variance of multicarrier signals vs upsampling factor for various number of subcarriers and modulation schemes:
а – OFDM, KAM-4; б – SEFDM, KAM-64, $\alpha = 1/2$

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

На рис. 9 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 $K > 4$.

Заключение

Предложен алгоритм расчета выборочного среднего и дисперсии пик-фактора OFDM- и SEFDM-сигналов на основе применения ОБПФ повышенной размерности (передискретизация). Так как пик-фактор является случайной величиной, в разработанном алгоритме генерировалась выборка из N_{exp} многочастотных символов, для которых рассчитывались среднее выборочное значение пик-фактора и выборочная дисперсия.

Получены зависимости выборочного среднего и выборочной дисперсии пик-фактора от размера выборки для разного числа поднесущих, способов модуляции и коэффициента уплотнения. Как для OFDM-, так и для SEFDM-сигналов зависимости выходят в насыщение при количестве экспериментов $N_{exp} = 10^3 - 10^4$.

Также получены зависимости выборочного среднего и выборочной дисперсии пик-фактора от коэффициента передискретизации. Необходимость повышать частоту дискретизации и увеличивать размерность ОБПФ обусловлена большой ошибкой при расчете на исходной частоте дискретизации (до 1 дБ по сравнению с непрерывными сигналами). Показано, что независимо от способа модуляции и числа поднесущих повышение размерности ОБПФ в четыре раза и вычислительной сложности в 4,8 раза позволяет уточнить результат расчета среднего пик-фактора на ~0,5 дБ для OFDM-сигналов и на ~1 дБ для SEFDM-сигналов с коэффициентом уплотнения 1/2. Дальнейшее увеличение частоты дискретизации существенного увеличения точности не дает.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Darwazeh T. Xu, Gui T., Bao Y., Li Z.** Optical SEFDM-system. Bandwidth saving using non-orthogonal sub-carriers // *IEEE Photonics Technology Letters*. 2014. Vol. 26. No. 4. Pp. 352–355.
2. **Kislitsyn A.B., Rashich A.V., Tan N.N.** Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT // *Proc. of the NEW2AN 2014 and 7th Conf. 2014*. Pp. 488–501.
3. **Fadeev D.K., Rashich A.V.** Optimal input power backoff of a nonlinear power amplifier for SEFDM-system // *Proc. of the NEW2AN 2015 and 8th Conf. 2015*. Pp. 669–678.
4. **Anas Tom** Suppressing alignment: joint PAPR and out-of-band power leakage reduction for OFDM-based systems. Department of Electrical Engineering, University of South Florida, Tampa, FL, 2016.
5. **Safa Isam, Izzat Darwazeh** Peak to average power ratio reduction in spectrally efficient FDM systems // *Proc. of the 18th Internat. Conf. on Telecommunications*. 2011.
6. **Jia Min, Wu Zhiying, Guo Qing, Gu Xuemai, Zhang Naitong.** Peak to average power ratio suppression method joint orthogonal and non-orthogonal scheme // *Proc. of the IEEE Conf. on Computer Communications Workshops. 2017 Infocom 5G & Beyond Workshop*.
7. **Zavjalov S.V., Makarov S.B., Volvenko S.V., Balashova A.A.** Efficiency of coherent detection algorithms nonorthogonal multifrequency signals based on modified decision diagram // *15th International Conf. on Next-Generation Wired/Wireless Advanced Networks and Systems, NEW2AN 2015 and 8th Conf. on Internet of Things and Smart Spaces, ruSMART 2015*.
8. **Zavjalov S.V., Makarov S.B., Volvenko S.V., De Yuan S.** Possibilities of “Nyquist barrier” breaking by optimal signal selection // *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*. 2016. 9870 LNCS. Pp. 612–619.

Статья поступила в редакцию 13.07.2018.

REFERENCES

1. **Darwazeh T. Xu, Gui T., Bao Y., Li Z.** Optical SEFDM-system. Bandwidth saving using non-orthogonal sub-carriers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, Vol. 26, No. 4, Pp. 352–355.
2. **Kislitsyn A.B., Rashich A.V., Tan N.N.** Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT. *Proceedings of the NEW2AN 2014 and 7th Conference*, Aug. 2014, Pp. 488–501.
3. **Fadeev D.K., Rashich A.V.** Optimal input power backoff of a nonlinear power amplifier for SEFDM-system. *Proceedings of the NEW2AN 2015 and 8th Conference*, Aug. 2015, Pp. 669–678.
4. **Anas Tom** *Suppressing alignment: Joint PAPR and out-of-band power leakage reduction for OFDM-based systems*. Department of Electrical Engineering, University of South Florida, Tampa, FL, June 2016.
5. **Safa Isam, Izzat Darwazeh** Peak to average power ratio reduction in spectrally efficient FDM systems. *Proceedings of the 18th International Conference on Telecommunications*, 2011.
6. **Jia Min, Wu Zhiying, Guo Qing, Gu Xuemai, Zhang Naitong.** Peak to average power ratio suppression method joint orthogonal and non-orthogonal scheme. *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Communications Workshops: 2017 IEEE Infocom 5G & Beyond Workshop*.
7. **Zavjalov S.V., Makarov S.B., Volvenko S.V., Balashova A.A.** Efficiency of coherent detection algorithms non-orthogonal multifrequency signals based on modified decision diagram. *Proceedings of the 15th International Conference on Next-Generation Wired/Wireless Advanced Networks and Systems, NEW2AN 2015 and 8th Conference on Internet of Things and Smart Spaces, ruSMART 2015*.
8. **Zavjalov S.V., Makarov S.B., Volvenko S.V., De Yuan S.** Possibilities of “Nyquist barrier” breaking by optimal signal selection. *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, 2016, 9870 LNCS, Pp. 612–619.

Received 13.07.2018.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

РАШИЧ Андрей Валерьевич
RASHICH Andrey V.
 E-mail: andrey.rashich@gmail.com

НГУЕН Тан Нгок
NGUEN Tan N.
E-mail: ngoctan1610@yahoo.com

САЛЬНИКОВ Валентин Андреевич
SALNIKOV Valentin A.
E-mail: valyentin129@gmail.com