

УДК 621.396

ОПТИМИЗАЦИЯ СПОСОБА ЧАСТИЧНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС

Чан Ван Нгуа., аспирант кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ, e-mail: nghiamosmip@gmail.com.

OPTIMIZATION SCHEME OF PARTIAL TRANSMIT SEQUENCES TECHNIQUE FOR PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION OF OFDM SIGNALS AND ITS FPGA IMPLEMENTATION

Tran Van Nghia

In this paper we present an optimization scheme of PTS technique to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals, in which only a single IFFT (inverse fast Fourier transform) block is used and two-phase sequence is applied. Hardware architecture of proposed PTS scheme is analyzed and mapped onto FPGA. The simulation results on Matlab and experimental results on FPGA for 64-QAM modulation and OFDM symbols of different lengths are presented. Theoretical analysis and simulation results show that, as compared with conventional PTS (C-PTS), the proposed PTS scheme can obtain similar PAPR reduction performance with reduced computational performance.

Key words: Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), OFDM modulation, partial transmit sequence (PTS), IFFT, FPGA.

Ключевые слова: пик-фактор, OFDM модуляция, частичная последовательность передачи, ОДПФ, ПЛИС.

Введение

Благодаря высокой спектральной эффективности при передаче в каналах с многолучевым распространением и высокой скорости передачи технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) широко используется для решения задачи беспроводной передачи данных. OFDM технология выбрана в различных стандартах беспроводных сетей нового типа, таких как IEEE 802.11(Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), 3GPP LongTermEvolution (LTE), многие системы цифрового телерадиовещания, и т.д.

Известным основным недостатком систем с OFDM модуляцией является высокий пик-фактор (PAPR) передаваемых сигналов, представляющих сумму большого количества модулированных поднесущих, который характеризуется отношением пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Из-за этого радиосигнал требует использования широкого линейного динамического диапазона устройств УМ (усилителя мощности), что приводит к увеличению стоимости аппаратуры и к большому энергопотреблению. Для УМ с ограниченной линейной областью радиосигнал попадает в его область насыщения, что приводит к нелинейным искажениям (внутриполосному и внеполосному). Поэтому эффективное решение проблемы снижения PAPR и простота аппаратной реализации является важным вопросом при практическом применении OFDM технологии.

До сих пор было разработано достаточно большое количество разнообразных алгоритмов борьбы с пик-

Приведена схема оптимизации способа частичной последовательности передачи (PTS – partial transmit sequence) для уменьшения пик-фактора OFDM сигналов, в которой используется один блок ОДПФ (обратное дискретное преобразование Фурье) и применяется двоичная фазовая последовательность. Проанализированы аппаратные структуры этой схемы на ПЛИС. Представлены результаты моделирования предлагаемой схемы и экспериментальные результаты на ПЛИС для OFDM сигналов модуляции 64-QAM и различных длин OFDM символа. Теоретический анализ и экспериментальные результаты показывают, что предлагаемая схема реализации способа PTS позволяет получить тот же выигрыш в снижении пик-фактора OFDM сигнала, что и классическая схема, и имеет пониженную вычислительную сложность.

фактором, которые разделяются на две части: искажающие и неискажающие методы снижения пик-фактора [1], [2]. Широко известные искажающие методы – ограничение амплитуды и ограничение и фильтрация. Известные неискажающие методы – селективное отображение SLM (Selective Mapping), частичная последовательность передачи PTS (Partial Transmit Sequence), резервные несущие TR (Tone Reservation), инжектирование тона TI (Tone Injection) и расширение активного созвездия ACE (Active Constellation Extension).

PTS является одним из эффективных способов уменьшения PAPR в OFDM системах. Этот способ уменьшает PAPR путем снижения вероятности возникновения модулированных поднесущих с той же фазой. Способ PTS не вносит внутриполосных и внеполосных искажений в передаваемые сигналы. Однако, в классической схеме реализации PTS используется большое количество блоков ОДПФ для нахождения оптимальных фазовых последовательностей. Кроме того, потребляемые аппаратные ресурсы экспоненциально увеличи-

ваются с размером используемого блока ОДПФ. Поэтому классические схемы способа PTS не могут быть реализованы на ПЛИС при разделении входного блока данных на большое количество подблоков.

Было предложено несколько модифицированных версий способа PTS для устранения проблемы высокой вычислительной сложности. Эти решения уменьшают необходимые операции поиска наилучшей фазовой последовательности и не требуют передачи дополнительной информации.

В данной статье предложена схема оптимизации способа PTS со сниженной вычислительной сложностью, которая использует один блок ОДПФ малого размера. Бинарные фазовые последовательности $\{1, -1\}$ используются для получения оптимальной фазовой последовательности. OFDM сигнал формируется путем комбинации подблоков частичной передачи во временной области. Также проанализирована аппаратная структура этой схемы на ПЛИС.

Классическая схема способа PTS

OFDM модуляция использует N близко расположенных ортогональных поднесущих $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$, где $(\cdot)^T$ обозначает операцию транспонирования матрицы или вектора. OFDM сигналы получают с использованием ОДПФ (или обратного быстрого преобразования Фурье ОБПФ):

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}. \quad (1)$$

PAPR OFDM-сигнала выражается следующим образом:

$$PAPR(x(n)) = \frac{\max_n \{|x_n|^2\}}{E\{|x_n|^2\}}. \quad (2)$$

где $\max_n \{|x_n|^2\}$ и $E\{|x_n|^2\}$ – максимальная и средняя мощности OFDM сигнала, соответственно; $|\cdot|$ – амплитуда сигнала.

Способ PTS разделяет входной блок данных X на непересекающиеся M подблоков, представленных $\{X^{(m)}, m = \overline{0, M-1}\}$, $X = \sum_{m=0}^{M-1} X^{(m)}$. Каждый под-блок состоит из N элементов, некоторые из которых имеют ненулевую величину, а остальные равны нулю. Подне-

сущие в каждом подблоке умножаются на соответствующую фазовую последовательность $b_m = e^{j\varphi_m}$ для минимизации PAPR комбинированного сигнала во временной области (см. рис. 1). Подблоки $X^{(m)}$ преобразуются в M временных частичных последовательностей передачи $\{x^{(m)}, m = \overline{0, M-1}\}$, полученных путем использования N -точечного ОДПФ. Временной комбинированный сигнал определяется по формуле:

$$\bar{x}_n = \sum_{m=0}^{M-1} b_m IFFT(X^{(m)}) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m x^{(m)}. \quad (3)$$

Существуют три метода разделения входного блока на подблоки [3]: смежное разделение, разделение с перемежением и псевдослучайное разделение. Схема PTS с использованием разделения с перемежением обладает самой низкой вычислительной сложностью. Эта схема будет проанализирована в нашей работе.

Цель способа PTS заключается в том, чтобы найти фазовую последовательность для получения временного OFDM сигнала с самым низким PAPR. Предположим, что m -я фаза b_m может принимать одно из V возможных значений. Поэтому, существуют V^M фазовых последовательностей. При двоичных последовательностях $V = 2$ ($b_m = 1$ или $b_m = -1$). Очевидно, что снижения PAPR способом PTS не происходит при $b_0 = 1$. Таким образом, необходимо рассматривать V^{M-1} фазовых последовательностей для получения оптимальной последовательности. Следовательно, количество операций поиска оптимальной фазовой последовательности увеличивается экспоненциально с ростом количества подблоков. Кроме того, для каждого входного блока данных требуются M блоков N -точечного ОДПФ. Это приводит к увеличению использования аппаратных ресурсов при практической реализации.

Были предложены различные методы для уменьшения сложности поиска оптимальной фазовой последовательности. Субоптимальный метод комбинирования фазовой последовательности был введен в [4] с использованием двоичных последовательностей, которые обеспечивают пониженную вычислительную сложность с минимальным количеством испытаний для получения оптимальной фазовой последовательности. Метод обобщен в алгоритме 1. Этот метод обладает простотой

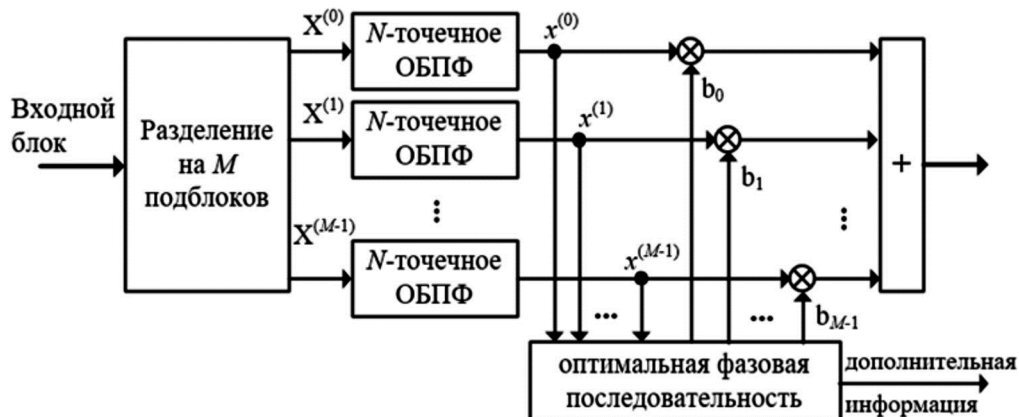


Рис. 1. Классическая блок-схема способа PTS

реализации и малой задержкой обработки. Поэтому в данной статье разработана новая схема PTS с использованием одного N/M -точечного ОДПФ и модифицированного алгоритма субоптимального метода поиска фазовой последовательности.

Алгоритм 1:

1. Входной блок данных разделяют на M подблоков.
 2. Исходные значения: $b_m = 1, m = \overline{0, M-1}$. Вычисляют PAPR комбинированного сигнала с использованием (2), и устанавливают PAPR как PAPR_min.

3. m начинается с 1.

4. Рассчитывают $PAPR(\bar{x}_n)$ с использованием (2) для $b_m = -1$.

5. Если $PAPR(\bar{x}_n) \geq PAPR_min$, возвращают b_m к единице, и выполняют переход к шагу 6. В противном случае выполняют обновление $PAPR_min = PAPR(\bar{x}_n)$ и переход к шагу 6.

6. Если $m < M - 1$, увеличивают m на 1, и выполняют возврат к шагу 4. В противном случае завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности.

Анализ предлагаемого способа PTS и аппаратной архитектуры

Описание алгоритма

Свойства дискретного преобразования Фурье [5] использованы для снижения вычислительной сложности без изменения эффективности в снижении PAPR.

Свойство 1. Циклический сдвиг поднесущих вызывает фазовое вращение временного сигнала, выраженного следующим образом:

$$IFFT\{X\} = IFFT\{X_{(s)}\} \odot W_s, \tag{4}$$

где $X_{(s)}$ – модифицированная версия вектора X , циклически сдвинутого на s ; \odot обозначает компонентное умножение векторов; W_s – вектор вращения фазы, $W_s = \{e^{j2\pi sn/N} \mid n = \overline{0, N-1}\}$.

Свойство 2. Если последовательность N поднесущих имеет вид

$$X' = \left[X_0, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_M, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, \dots, X_{N-M}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T, \tag{5}$$

то сигнал во временной области получается как:

$$x' = \frac{1}{M} \left[\underbrace{IFFT\{\bar{X}'\}^T, \dots, IFFT\{\bar{X}'\}^T}_M \right] = \frac{1}{M} \left[\underbrace{(\bar{x}')^T, \dots, (\bar{x}')^T}_M \right], \tag{6}$$

где M – число в виде степени двойки; $\bar{X}' = [X_0, X_M, \dots, X_{N-M}]^T$ – децимированная последовательность; $\bar{x}' = IFFT\{\bar{X}'\}$.

В предлагаемой схеме способа PTS использовано разделение с перемежением, а количество подблоков M должно быть степенью двойки. При этом m -й подблок можно получить как:

$$X^{(m)} = \left[\underbrace{0, \dots, 0}_{m-1}, X_m, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{2M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{N-M+m}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T \tag{7}$$

Новый m -й подблок $X^{(m)}$ может быть получен циклическим сдвигом на m -го подблока $X^{(m)}$:

$$X^{(m)} = \left[X_m, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, X_{M+m}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1}, \dots, X_{N-M+m}, \underbrace{0, \dots, 0}_{M-1} \right]^T. \tag{8}$$

Обозначим $\bar{X}^{(m)}$ как децимированную последовательность подблока $X^{(m)}$ и $\bar{x}^{(m)}$ как сигнал во временной области, полученный с использованием ОДПФ последовательности $\bar{X}^{(m)}$:

$$\bar{X}^{(m)} = [X_m, X_{M+m}, X_{2M+m}, \dots, X_{N-M+m}]^T, \tag{9}$$

$$\bar{x}^{(m)} = IFFT\{\bar{X}^{(m)}\}. \tag{10}$$

m -я последовательность частичной передачи может быть выражена с использованием свойства 1 и свойства 2 дискретного преобразования Фурье как:

$$x^{(m)} = \frac{1}{M} \left[\underbrace{(\bar{x}^{(m)})^T, \dots, (\bar{x}^{(m)})^T}_M \right] \odot W_m. \tag{11}$$

Благодаря этим свойствам операции ДПФ M последовательностей частичной передачи могут быть вычислены с использованием одного блока N/M -точечного ОБПФ вместо выполнения M блоков N -точечного ОБПФ. Предлагаемый способ PTS обобщен в алгоритме 2.

В алгоритме 2 максимальная амплитуда комбинированного сигнала рассчитывается вместо вычисления PAPR, поскольку способ PTS не изменяет среднюю мощность сигнала. Алгоритм 2 может применяться для смежного и псевдослучайного разделений. При этом одиночный блок N -точечного ОБПФ преобразует последовательно M подблоков в M последовательностей частичной передачи.

Алгоритм 2: Предлагаемый алгоритм

1. Входной блок данных разделяют на M подблоков.
 2. На вход блока N/M -точечного ОБПФ для получения $\bar{x}^{(m)}$, $m = \overline{0, M-1}$ поступают последовательно циклически сдвинутые подблоки $\bar{X}^{(m)}$.

3. M последовательностей частичной передачи $x^{(m)}$ вычисляют с использованием (11). Рассчитывают $\max\{|\bar{x}_n| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} x^{(m)} \right|\}$. Устанавливают $x_min = \max\{|\bar{x}_n| = \left| \sum_{m=0}^{M-1} x^{(m)} \right|\}$ и $\{\bar{x}_n\}$ как x_out .

4. m начинается с 1.

5. Вычисляют $\max = \max\{|x_out - 2x^{(m)}|\}$. Если $\max \geq x_min$, выполняют обновление $b_m = 1$, и выполняют переход к шагу 6. В противном случае выполняют

обновление $x_{\min} = \max, b_m = -1$ и $x_{\text{out}} = x_{\text{out}} - 2x^{(m)}$, и выполняют переход к шагу 6.

6. Если $m < M - 1$, увеличивают m на 1, и выполняют возврат к шагу 5. В противном случае завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности и устанавливают x_{out} как выход.

Аппаратная блок-схема предлагаемого способа PTS на ПЛИС

Устройство, реализующее предлагаемый способ PTS, выполнено с помощью аппаратных средств на ПЛИС с представлением 16-битного числа с фиксированной запятой. Структурная блок-схема устройства на ПЛИС изображена на рис. 2. Она состоит из девяти основных блоков.

Блок разделения данных на M подблоков (блок 1) включает в себя два модуля памяти и модуль генерации адреса считывания данных. Объем каждого модуля памяти составляет $N \times 16$ бит. Эти модули памяти предназначены для отдельного хранения вещественной и мнимой частей входного сигнала. Модуль генерации адреса считывания данных генерирует адрес по правилу разделения с перемежением для считывания данных из памяти для создания подблоков. Подблоки $\bar{X}^{(m)}$ поступают последовательно на вход блока N/M -точечного ОБПФ.

Блок N/M -точечного ОБПФ (блок 2) преобразует подблоки $\bar{X}^{(m)}$ во временной сигнал. Его выход подается на вход демультимплексора (блок 3), который отображает свой вход на M выходов $\bar{x}^{(m)}$. Блоки хранения вещественной и мнимой частей x_{out} (блок 4), состоящие из двух модулей памяти с объемом $N \times 16$ бит, сначала хранят $\bar{x}^{(0)}$, а в процессе поиска оптимальной фазовой последовательности хранят данные на втором выходе блока сложения 9.

$(M-1)$ блоков хранения (блок 5), каждый из которых включает в себя два модуля памяти с объемом $N/M \times 16$ бит, отдельно хранят вещественную и мнимую части входного сигнала. $(M-1)$ выходов соединены со входами арифметического блока (блок 7).

$(M-1)$ блоков CORDIC sin-cos вычисляют $(M-1)$ пар выходов $\left\langle \cos\left(\frac{2\pi m}{N}n\right), \sin\left(\frac{2\pi m}{N}n\right) \right\rangle, m = \overline{1, M-1}$.

Это эквивалентно генерации $(M-1)$ векторов W_m , которые поступают на входы арифметического блока 7.

Арифметический блок 7 состоит из $(M-1)$ умножителей, модуля сложения и модуля умножения на константу -2 . Умножители умножают соответственно $\bar{x}^{(m)}$ на W_m для формирования сигналов $x^{(m)}$. Модуль сложения блока 7 суммирует отсчеты всех сигналов $x^{(m)}$, $x_{\Sigma} = \sum_{m=1}^{M-1} x^{(m)}$. Первый выход блока 7 представляет собой отсчеты $-2x^{(m)}$, поступающие на вход первого модуля сложения блока 8. В первой итерации процесса поиска оптимальной фазовой последовательности второй выход блока 7 представляет собой отсчеты x_{Σ} , а в других итерациях этот выход представляет собой сигнал $-2x^{(m-1)}$. Второй выход блока 7 подается на вход второго модуля сложения блока 8.

Модули сложения блока 8 суммируют входной сигнал, поступающий с выхода блока 7, с сигналом, считываемым из блока 4. Их выход поступает на вход блока 9, одновременно выход второго модуля сложения используется для обновления данных, сохраненных в блоке 4.

Блок 9 выполняет вычисление и сравнение максимальной амплитуды сигналов на входе для выбора оптимального бинарного значения b_m .

Для понимания принципа работы устройства, реализованного на ПЛИС, приводится алгоритм 3. Процедуры этого алгоритма повторяются для каждого OFDM символа.

Алгоритм 3: Принцип работы устройства

1. Входной блок данных разделяют на M перемеженных подблоков, поступающих на вход блока N/M -точечного ОБПФ.
2. Сигнал на выходе ОБПФ демультимплексируют на M последовательностей $\bar{x}^{(m)}$. Сохраняют $\bar{x}^{(0)}$ в блоках памяти 4, а остальные в блоках памяти 5.
3. Вычисляют $x^{(m)}, m = \overline{1, M-1}$ с использованием (11). Рассчитывают $x_{\Sigma} = \sum_{m=1}^{M-1} x^{(m)}$. Обозначают сигнал на выходе блока 4 как x_{out} .
4. m начинается с 1.
5. Если $m = 1, x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = x_{\Sigma}$. В противном случае:

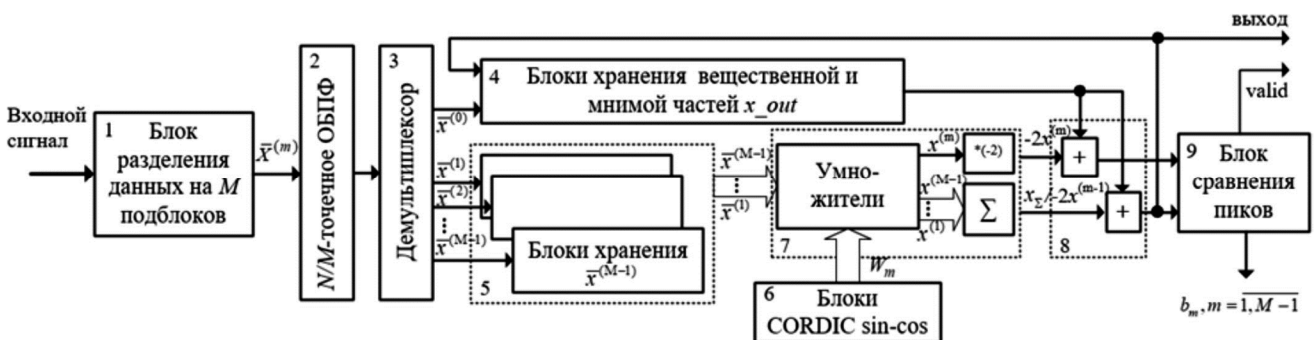


Рис. 2. Функциональная блок-схема устройства на ПЛИС

$x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = 0$, если $b_{m-1} = 1$, или $x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)} = -2x^{(m-1)}$, если $b_{m-1} = -1$.

6. Вычисляют $sum1 = x_{\Sigma} / -2x^{(m-1)}$. Если $m = M$, устанавливают $sum1$ как выход и завершают процесс поиска оптимальной фазовой последовательности. В противном случае сохраняют $sum1$ в памяти блока 4 и вычисляют $sum2 = x_{out} - 2x^{(m)}$.

7. Если $\max\{|sum1|\} \leq \max\{|sum2|\}$, выполняют обновление $b_m = 1$. В противном случае $b_m = -1$ и выполняют переход к шагу 8.

8. Увеличивают m на 1, и выполняют возврат к шагу 5.

Анализ вычислительной сложности предлагаемой схемы PTS

На основе проведенного выше анализа можно обобщить сравнение вычислительной сложности классической и предлагаемой схем PTS в табл. 1.

Хорошо известно, что для реализации операции N -точечного ОБПФ в алгоритме Кули-Тьюки требуются $N/2 \log_2 N$ комплексных умножений и $N \log_2 N$ комплексных сложений [6]. Таким образом, схема С-PTS затрачивает $MN/2 \log_2 N$ комплексных умножений и $MN \log_2 N$ комплексных сложений для генерации M последовательностей $\bar{x}^{(m)}$. Для предлагаемой схемы PTS единичный блок N/M -точечного ОДПФ используется для вычисления M сигналов $\bar{x}^{(m)}$. Поэтому используется $N/(2M) \log_2(N/M)$ комплексных умножений и $N/M \log_2(N/M)$ комплексных сложений. Кроме того, предлагаемая схема PTS требует $(M-1)$ блоков CORDIC для генерации $(M-1)$ векторов W_m . Тем не менее, потребляемые ресурсы CORDIC-алгоритма на ПЛИС незначительные [7]. Более того, для схемы С-PTS необходим большой объем памяти. Таким образом, можно сделать заключение, что предлагаемый способ PTS значительно снижает вычислительную сложность.

Экспериментальные результаты

Эффективность предлагаемого способа PTS была оценена в среде Matlab с помощью функции выборочного вероятностного распределения CCDF (complementary cumulative distribution function), где CCDF представляет собой вероятность того, что PAPR превышает заданный порог $PAPR_0$. Были использованы нормированные символы модуляции 64-QAM в качестве входа системы OFDM, количество поднесущих $N = 1024, 512$ и 256 , количество подблоков $M = 8$ и 16 . Результаты исследования представлены в табл. 2.

Результаты исследования в табл. 2 показывают, что большой выигрыш в снижении пик-фактора OFDM сигнала

получен при разделении OFDM символа на $M \leq 8$ подблоков. PAPR OFDM сигнала понижается незначительно при $M \geq 16$.

На рис. 3 и рис. 4 в качестве примера приведены результаты снижения пиковой мощности способа PTS в среде Matlab при различном количестве используемых подблоков.

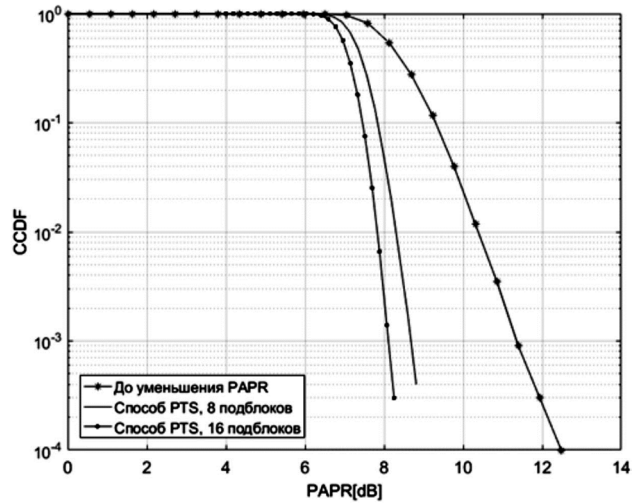


Рис. 3. PAPR CCDF способа PTS при $N = 512$

Экспериментальные результаты предлагаемой схемы способа PTS на ПЛИС в среде System Generator for DSP проиллюстрированы на рис. 5 на примере одного OFDM символа при $N = 512$ и $M = 8$. На рис. 5 показано, что амплитуда оригинального сигнала составляет примерно 4,4 В, амплитуда сигнала после обработки уменьшения PAPR составляет примерно 2,7 В. Таким образом, отношение пиковой амплитуды OFDM сигнала до и после обработки будет примерно 1,6, т.е. пиковая мощность снижается на примерно 4 дБ

$$\left(10 \log_{10} \left(\frac{4,4}{2,7} \right)^2 \approx 4 \text{ дБ} \right).$$

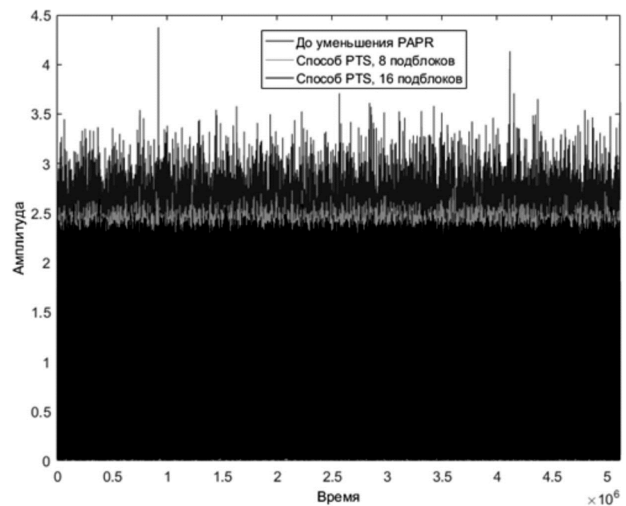


Рис. 4. Амплитуда OFDM сигналов до и после обработки

Таблица 1. Вычислительная сложность классической и предлагаемой схем PTS

Вид ресурсов	Классическая схема PTS	Предлагаемая схема PTS
Количество блоков N -точечного ОБПФ	M	0
Количество блоков N/M -точечного ОБПФ	0	1
Количество пар памяти с объемом $N \times 16$ бит	$M+1$	2
Количество пар памяти с объемом $N/M \times 16$ бит	0	$M-1$
Количество встроенных умножителей	2	2
Количество комплексных умножителей	0	$M-1$
Количество блоков CORDIC sin-cos	0	$M-1$

Таблица 2. Результаты моделирования

Количество поднесущих	256	512	1024
Исходный PAPR (дБ) при вероятности CCDF 10^{-4}	12,60	13,02	13,02
PAPR после обработки (дБ) для 8/16 подблоков	8,48 / 8,13	9,02 / 8,44	9,22 / 8,64
Выигрыш (дБ) для 8/16 подблоков	4,12 / 4,47	4,0 / 4,58	3,80 / 4,38

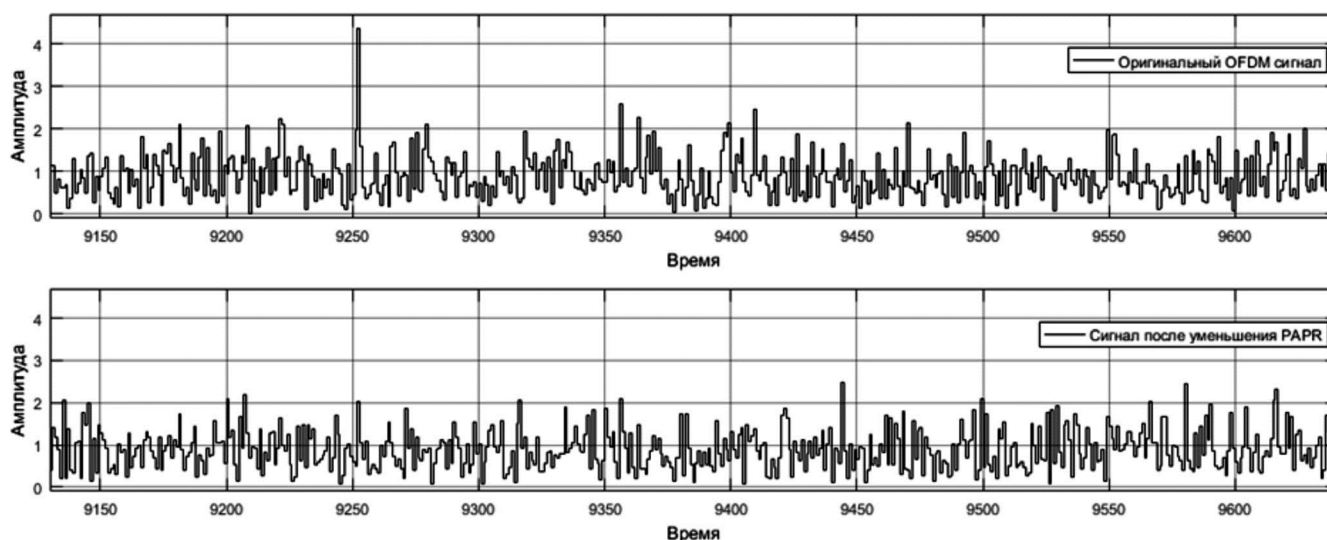


Рис. 5. Экспериментальные результаты в среде System Generator

Заключение

В этой статье проведена новая схема способа PTS для снижения пик-фактора OFDM сигнала, использующая один блок ОДПФ. Для уменьшения вычислительной сложности используются свойства дискретного преобразования Фурье. Также проанализировано устройство для реализации предлагаемой схемы на ПЛИС. Теоретический анализ показывает, что предлагаемая схема PTS может значительно снизить вычислительную сложность по сравнению с C-PTS.

Литература

1. Han S.H. and Lee J.H. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission // IEEE Wireless Communications, vol. 12, no. 2, pp. 56–65, April 2005.
2. Jiang T. and Wu Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals //

IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, no. 2, pp. 257–268, June 2008.

3. Muller S.H. and Huber J.B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences // IEE Electronics Letters, vol. 33, no. 5, pp. 36–69, Feb. 1997.
4. Cimini L.J., Sollenberger N.R. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences // IEEE Commun. Letters, vol. 4, no. 3, pp. 86–88, Mar. 2000.
5. Wang C.-L., Wang S.-S., Chang H.-L. A low-complexity SLM based PAPR reduction scheme for SFBC MIMO-OFDM systems // Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. (WCNC), Quintana-roo, Mexico, pp. 1449–1453, Mar. 2011.
6. Xilinx, pg109, Fast Fourier Transform v9.0 // LogiCORE IP Product Guide, 97p, Nov. 2015.
7. Xilinx, pg105, CORDIC v6.0 // LogiCORE IP Product Guide, 65 p., Nov. 2016.