

## ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПЛИС

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

### APPLICATION OF THE COMPLEX FILTERS FOR PAPR REDUCTION OF OFDM SIGNALS AND FPGA IMPLEMENTATION

*Tran Van Nghia.*

*In this paper we analyze the reconfigurable complex filtering technique based on the Tone Reservation (TR) and data set in the time-domain and in the frequency-domain to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals. Hardware architecture of these filters is proposed and mapped onto FPGA. The simulation results of the proposed methods and experimental results on FPGA for 16-QAM and 64-QAM modulation are presented. These results show that PAPR of OFDM signals is significantly reduced (about 6.6 dB) and OFDM signals achieve the desired threshold after 2-4 iterations.*

**Key words:** Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), OFDM modulation, Tone Reservation (TR), clipping and filtering, FPGA, complex filter.

**Ключевые слова:** пик-фактор, OFDM модуляция, способ резервных поднесущих, ограничение и фильтрация, ПЛИС, комплексный фильтр.

#### 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 задач передачи данных в различных стандартах беспроводных сетей нового типа.

Основным недостатком систем с OFDM модуляцией является высокий пик-фактор (PAPR) передаваемых сигналов вследствие возможного синфазного суммирования большого количества модулированных поднесущих. Пик-фактор 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 энергетическому потреблению. Для УМ с ограниченной линейной областью радиосигнал попадает в его область насыщения, что приводит к нелинейным искажениям (внутриполосному и внеполосному). Поэтому эффективное решение для снижения PAPR и простоты аппаратной реализации является важным вопросом при практическом применении OFDM технологии.

До сих пор было разработано достаточно большое количество разнообразных алгоритмов борьбы с пик-фактором, которые разделяются на две части: искажающие и неискажающие способы снижения пик-фактора [1]. Широко известный искажающий способ – метод ограничения амплитуды, и ограничения и фильтрации. Известные неискажающие способы – селективное отоб-

*Проведен анализ методов реконфигурируемых комплексных фильтров на базе резервных поднесущих и поднесущих данных во временной и частотной областях и рассмотрено их применение для уменьшения пик-фактора сигналов с OFDM модуляцией. Проанализированы и запрограммированы аппаратные структуры этих фильтров на ПЛИС. Представлены результаты моделирования предлагаемых способов и экспериментальные результаты на ПЛИС для типов модуляции 16-QAM и 64-QAM. Показано, что порекомендованные методы позволяют значительно снизить пик-фактор (примерно на 6,6 дБ) и OFDM сигналы достигают желаемого уровня ограничения после 2-4 итераций.*

ражение SLM (Selective Mapping), частичная последовательность передачи PTS (Partial Transmit Sequence), способ резервных поднесущих TR (Tone Reservation), инжектирование тона TI (Tone Injection) и расширение активного созвездия ACE (Active Constellation Extension).

Ограничение амплитуды и его производные типы [1], [2], [3] являются самыми простыми методами для уменьшения PAPR, которые ограничивают сигналы на заданном пороговом значении. Однако они вызывают внутриполосное и внеполосное искажения. Внеполосное излучение снижает спектральную эффективность и приводит к увеличению энергетических потерь, но оно может быть уменьшено с помощью фильтрации и при использовании повторной операции ограничения и фильтрации. После фильтрации появляются новые пики сигнала, превышающий уровень ограничения. Тем не менее, внутриполосное искажение не может быть уменьшено этим фильтром. Внутриполосное искажение нарушает ортогональность поднесущих, что приводит к ухудшению показателей ошибки (вероятность ошибки BER, коэффициент ошибок модуляции MER), и помехоустойчивость приема снижается из-за влияния искажений. В некоторых случаях невозможно демодулировать сигналы на приёмной стороне. Чем больше ограничение амплитуды, тем выше внутриполосное искажение.

Были предложены способы перестановки сигналов, включающие PTS [4] и SLM [5]. Эти подходы уменьшают PAPR OFDM сигнала путем понижения вероятности возникновения синфазных модулированных поднесущих. Они не вносят внутриполосное и внеполосное искажения в передаваемые сигналы. Однако при этом требуется большое количество вычислений ОДПФ (обратное дискретное преобразование Фурье) для нахождения оптимальных фазовых последовательностей. Поэтому требуются такие ресурсы системы, как повышенная вычислительная производительность, большой объем памяти и высокая скорость обработки сигналов. Другими недостатками этих методов является то, что дополнительная информация должна быть передана от передатчика к приемнику для восстановления исходных данных, и некорректная полученная дополнительная информация в приемнике приводит к ошибкам.

Два метода борьбы с пик-фактором ACE и TR предусмотрены в стандарте системы DVB-T2 [6], [7] и в других OFDM системах, так как они не дают искажений и не требуют дополнительной информации. Метод ACE и его производный тип [8], [9] уменьшают PAPR путем увеличения расстояния некоторых крайних точек созвездия от центра без изменения их минимального расстояния. Однако, ACE не может быть использован при повороте созвездия, а также неэффективен при модуляции QAM высокого порядка. Метод TR был предложен Tellado [10] на основе импульсного ядра, генерируемого зарезервированными несущими. При этом OFDM сигналы подвергаются специальной итеративной обработке, которая каждую итерацию выполняет поиск наибольшего пика OFDM сигнала для формирования сигнала «анти-пик». В общем случае чем больше число итераций, тем более низкое значение PAPR OFDM сигнала будет получено. Это увеличивает задержку обработки, из-за которой появляются «узкие места» обработки данных, что не удовлетворяет реализации аппаратных средств. Меньше 10 итераций рекомендуется в [6].

В данной статье проанализированы два реконфигурируемых комплексных фильтра для подавления пик-фактора. Комплексный фильтр реконфигурирован для выделения резервных поднесущих и поднесущих данных. Конфигурируемый по резервным несущим фильтр итеративно используется и существенно подавляет пик-фактор OFDM сигнала. Этот фильтр не вносит внутриполосное и внеполосное искажения в передаваемые сигналы. Он использует лишь резервные поднесущие для формирования сигнала «анти-пик». В последней итерации фильтр реконфигурируется для выделения поднесущих данных. В этой итерации амплитуда пик-фактора малая. При этом малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы так, что пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения, и вторичные пики не появляются. Предлагаемый фильтр может подавить все пики в одной итерации, и повторный процесс фильтрации уменьшает вторичные пики. Этот фильтр может быть эффективно реализован на ПЛИС с использованием ДПФ/ОДПФ [11], [12] в частотном пространстве или с помощью фильтра с конечной импульсной характеристикой (FIR-фильтр) [13] во

временной области. Кроме того, архитектура реконфигурируемого фильтра не отличается от обычного комплексного фильтра, только его коэффициенты (или индексы поднесущих) обновляются, когда это необходимо. Реализация предлагаемого фильтра на ПЛИС затрачивает те же аппаратные ресурсы, что и реализация фильтра в способе ограничения и фильтрации, причем не требуется изменения структуры демодуляции OFDM-сигнала.

## Анализ предлагаемых алгоритмов и аппаратных архитектур

### Теоретические основы обработки OFDM сигналов для уменьшения пик-фактора

OFDM модуляция использует  $N$  близко расположенных ортогональных поднесущих, в том числе часть  $N_r$  резервных поднесущих  $\mathfrak{R} = \{r_0, r_1, \dots, r_{N_r-1}\}$ , называемых частью TR или  $\mathfrak{R}$ , зарезервированных с целью уменьшения пик-фактора.  $N_c$  из  $(N-N_r)$  остальных поднесущих, называемых частью  $\mathfrak{R}^c$ , используются для передачи данных. OFDM сигналы получаются с использованием ОДПФ:

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

где  $X_k$  и  $C_k$  – поднесущие данных и резервные поднесущие соответственно, которые определяются в непересекающихся позициях поднесущих, т.е.  $X_k = 0$ ,  $k \in \mathfrak{R}$  и  $C_k = 0$ ,  $k \notin \mathfrak{R}$ ;  $k$  – индекс отсчетов в частотной области или индекс поднесущей;  $c$  – вектор для уменьшения пикового значения сигнала;  $x$  – вектор сигнала данных во временной области;  $n$  – индекс отсчетов во временной области.

Суть алгоритма резервных несущих заключается в определении значения резервных поднесущих или генерации вектора  $c$  так, чтобы удалить пиковые значения сигнала. Предлагаемые методы основаны на применении к OFDM сигналам оператора ограничения и на реконфигурируемом фильтре. Оператор ограничения определяется следующим образом:

$$\bar{f}_n(x_n) = \begin{cases} x_n, & |x_n| \leq A \\ Ae^{j\theta_n}, & |x_n| > A \end{cases}, \quad (2)$$

где  $A$  – желаемый уровень отсечения;  $x_n = |x_n|e^{j\theta_n}$ ;  $\theta_n$  – фаза  $n$ -го отсчета входного сигнала.

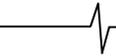
Шум ограничения представляет собой разность отсчетов OFDM сигнала и их ограниченной версии. Он имеет вид серии импульсов и может быть получен как

$$f_n(x_n) = x_n - \bar{f}_n(x_n). \quad (3)$$

Реконфигурируемый фильтр, обеспечивающий выделение резервных поднесущих, характеризуется следующей частотной характеристикой:

$$H_k = \begin{cases} 1, & k \in \mathfrak{R} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}. \quad (4)$$

Импульсная характеристика этого фильтра получается при применении ОДПФ:



$$h_n = IDFT(H) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} H_k e^{j2\pi kn/N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/N}. \quad (5)$$

Этот фильтр может быть рассмотрен в качестве FIR-фильтра  $N$ -го порядка, связь между входным и выходным сигналами которого описывается разностным уравнением (дискретной сверткой). При этом, для того, чтобы получить вектор для уменьшения пик-фактора, шум ограничения подается на вход фильтра:

$$c_n = \sum_{k=0}^{N-1} h_k f_{n-k} = h_n * f_n, \quad (6)$$

где  $*$  – оператор свертки.

Предположим, что существуют  $P$  пиков, превышающих пороговое значение  $A$ . Они появляются в позициях  $n_1, n_2, \dots, n_P$ . Индексный набор пиков обозначается  $S_P$ . Сначала рассмотрим частный случай, когда ограничен только один пик в положении  $n_i \in S_P$ . В этом случае, шум ограничения может быть выражен следующим образом:

$$f_n = f_{n_i} \delta(n - n_i), \quad (7)$$

где  $\delta(n)$  – функция дельта Кронекера.

$Z$ -преобразование уравнений (6) и (7) дает величину коррекции в  $Z$ -области для удаления отсчета пика на позиции  $n_i$ :

$$C(z) = H(z)F(z) = f_{n_i} z^{-n_i} H(z). \quad (8)$$

Из уравнения (8) видно, что коррекция представляет собой импульсную характеристику фильтра, циклически сдвинутую на  $n_i$  и масштабированную по величине шума ограничения на позиции  $n_i$ . После циклического сдвига первичный пик ( $h_0$ ) импульсной характеристики сдвинут на  $n_i$ . Кроме того, из уравнения (5)  $h_0$  обладает самым большим значением, а другие отсчеты ( $h_1 \div h_{N-1}$ ) имеют значение, значительно меньше, чем  $h_0$ , то есть выход фильтра близок к дискретному импульсу и позиция его пика совпадает с позицией пика шума ограничения. Чтобы подавить рассматриваемый пик, амплитуда пика на выходе фильтра должна приближаться к  $f_{n_i}$ . Поэтому импульсная характеристика фильтра должна выбираться так, чтобы  $h_0 = 1$ , или:

$$\frac{1}{N_r} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/N} = \frac{\sqrt{N}}{N_r} IDFT(H) = \frac{\sqrt{N}}{N_r} h_n, \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad (9)$$

где  $\frac{\sqrt{N}}{N_r}$  называют коэффициентом масштаба.

В общем случае шум ограничения во временной области и  $Z$ -преобразование коррекции представлены следующим образом:

$$f_n = \sum_{n_i \in S_P} f_{n_i} \delta(n - n_i), \quad (10)$$

$$C(z) = \frac{\sqrt{N}}{N_r} H(z)F(z) = \frac{\sqrt{N}}{N_r} \sum_{n_i \in S_P} f_{n_i} z^{-n_i} H(z). \quad (11)$$

В частотной области шум ограничения и выходной сигнал фильтра могут быть выражены как:

$$F_k = DFT(f_n) = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{n \in S_P} f_n e^{-j2\pi nk/N}, \quad (12)$$

$$C_k = \frac{\sqrt{N}}{N_r} F_k H_k = \frac{\sqrt{N}}{N_r} F_k. \quad (13)$$

Из уравнения (13) видно, что сохраняются только дискретные частотные составляющие  $F_k$  в позициях, соответствующих индексам зарезервированных поднесущих, а остальные составляющие обнуляются. Коррекция  $c$ , полученная на выходе фильтра, может значительно уменьшить пики в соответствии с индексами набора  $S_P$ . Однако отсчеты коррекции  $c_n$  в других позициях не равны нулю, это приводит к тому, что пики, превышающие уровень ограничения, могут появиться в любой из  $N$  позиций отсчетов OFDM сигнала. Таким образом, генерирование сигнала для уменьшения пик-фактора может повторяться несколько итераций или дальше выполняться фильтром, реконфигурируемым для выделения поднесущих данных.

Авторы в [14] предлагали итеративную оценку и аннулирование шума ограничения. Итеративный процесс оценки может восстанавливать и ликвидировать шум ограничения от приемного сигнала. На практике модуляторы, такие как возбудители стандарта DVB-T, DVB-T2, DAB, требуют MER примерно 43 дБ. Следовательно, в последней итерации производится реконфигурация фильтра по поднесущим данным. Аналогично, частотная и импульсная характеристики фильтра в этой конфигурации приведены ниже:

$$H_k^c = \begin{cases} 1, & k \in \mathfrak{R}^c \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (14)$$

$$h_n^c = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \mathfrak{R}^c} e^{j2\pi kn/N} = IDFT(H^c). \quad (15)$$

При этом малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы. Искажение будет уменьшаться с ростом количества итераций.

### Описание предлагаемых алгоритмов

Из приведенного выше анализа два предлагаемых алгоритма могут быть описаны в алгоритме 1 и алгоритме 2 соответственно.

Два предлагаемых алгоритма отличаются конфигурацией фильтра в шагах 4 и 7. В алгоритме 1 комплексный фильтр, спроектированный на основе пары ДПФ/ОДПФ [12], предназначен для генерирования сигнала коррекции. Вычислительная сложность этого фильтра эквивалентна сложности пары ДПФ/ОДПФ. Для алгоритма 2 использован комплексный FIR-фильтр. Сложность этого алгоритма зависит от выбранной архитектуры FIR-фильтра [13]. ДПФ и ОДПФ могут быть эффективно реализованы на ПЛИС с помощью IP-ядра [11], интегрированного в средах разработки (ISE, Vivado, System Generator for DSP), в то время как комплексный FIR-фильтр недоступен в этих средах. Хотя можно увидеть, что оба алгоритма дают те же самые результаты на Matlab.

Можно заметить, что предлагаемый реконфигурируемый фильтр проектируется на основе простой структурной схемы способа ограничения и фильтрации [2] и

отличается от этой схемы в его реконфигурации для выделения резервных поднесущих и поднесущих данных. Реконфигурация фильтра используется для достижения обоих способов ограничения и фильтрации и TR.

**Предлагаемое устройство на ПЛИС**

Устройство для реализации предлагаемых алгоритмов на ПЛИС реализовано с использованием 16-битных чисел с фиксированной точкой. Структурные схемы алгоритма 1 и алгоритма 2 изображены на рис. 1 а и рис. 1 б соответственно. Структурная схема на рис. 1 а состоит из двух пар ключей и девяти основных блоков: ограничитель уровня сигнала, блок ДПФ, блок выделения необходимых поднесущих (TR или данных), блок ОДПФ, блок масштабирования, блок буфера  $x$ , блок обновления с и два блока сложения.

Ограничитель уровня сигнала (см. рис. 2) используется для вычисления шума ограничения при конфигурации фильтра, обеспечивающей выделение резервных поднесущих, или для ограничения входного сигнала при другой конфигурации фильтра. Он содержит несколько арифметических компонент: блоки CORDIC, блок вычитания, блок сравнения и блоки умножения. Конвейерная архитектура используется в проектировании блоков CORDIC для ускорения работы устройства. Входной сигнал  $x_{ex}$  ограничителя представляет собой оригинальный OFDM-сигнал  $x$  в первой итерации или OFDM-сигнал в итеративной обработке на выходе блока 8. Этот сигнал  $x_{ex} = |x|_{ex} e^{j\theta} = x_{ex\_I} + jx_{ex\_Q}$ , включающий вещественную  $x_{ex\_I}$  и мнимую  $x_{ex\_Q}$  части, подается на вход блока CORDIC Artan, первый выход которого  $|x|_{ex}$  – амплитуда входного сигнала – соединен с первым

**Алгоритм 1:** комплексный фильтр на основе ДПФ/ОДПФ

*Инициализация:* Выбирают желаемое значение ограничения  $A$ , часть TR, и максимальное количество итераций  $MaxIter$ .

*Итерационный процесс:* нижеследующие процедуры повторяются для каждого OFDM символа. Для  $m$ -го символа:

1. Исходные значения:  $x = x^{(m)}$ ;  $c^{(0)} = \{c_n^{(0)} = 0 | 0 \leq n \leq N - 1\}$ .
2.  $i$  начинается с 1.
3. Вычисляют  $f_n(x + c^{(i-1)})$  с использованием (3).
4. Рассчитывают коррекцию  $c^{(i)}$  следующим образом:
  - а) Преобразование  $f_n$  в частотную область для получения  $F_k$  с использованием (12).
  - б) Масштабирование составляющих  $F_k$  с индексами, совпадающими с индексами резервных поднесущих и обнуление остальных составляющих для получения  $C_k$  с использованием (13).
  - в) Преобразование  $C_k$  во временную область с использованием ОДПФ и обновлять вектор  $c^{(i)}$ :  $c^{(i)} = c^{(i-1)} - IDFT(C_k)$ .
5.  $i = i + 1$ . Если  $i < MaxIter$ , выполняют возврат к шагу 3. В противном случае выполняют переход к шагу 6.
6. Вычисляют  $\bar{f}_n(x + c^{(MaxIter-1)})$  с использованием (2).
7. Преобразуют  $\bar{f}_n(x + c^{(MaxIter-1)})$  в частотную область. Выделяют поднесущие данных. Преобразуют их во временную область для получения  $\bar{x}$ .
8. Переданный сигнал  $x' = \bar{x} + c^{(MaxIter-1)}$ .

**Алгоритм 2:** комплексный FIR-фильтр

*Инициализация:*

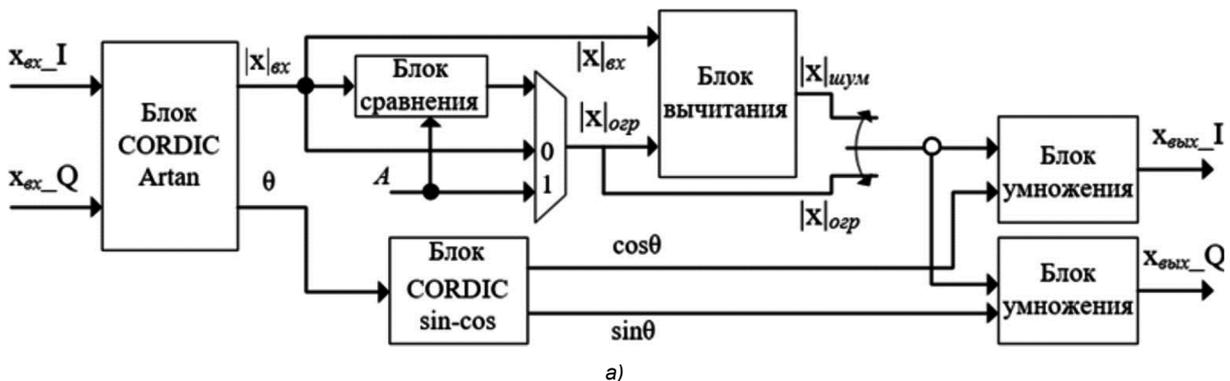
.....

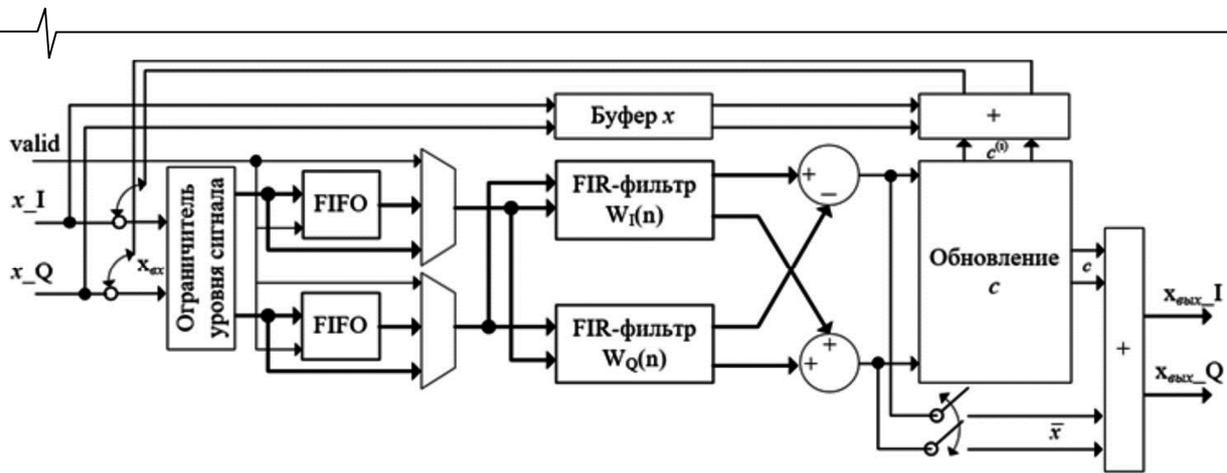
4. Вычисляют коррекцию  $c = \{c_n | 0 \leq n \leq N - 1\}$  с использованием (6). Обновляют вектор  $c^{(i)}$ :  $c^{(i)} = c^{(i-1)} - \frac{\sqrt{N}}{N_r} c$

.....

7. Отсчеты сигнала  $\bar{f}_n(x + c^{(MaxIter-1)})$  поступают на вход фильтра с импульсной характеристикой (15) для получения  $\bar{x}$ .

8. Переданный сигнал  $x' = \bar{x} + c^{(MaxIter-1)}$ .





б)

Рис. 1. Блок-схема высокого уровня предлагаемого устройства на ПЛИС

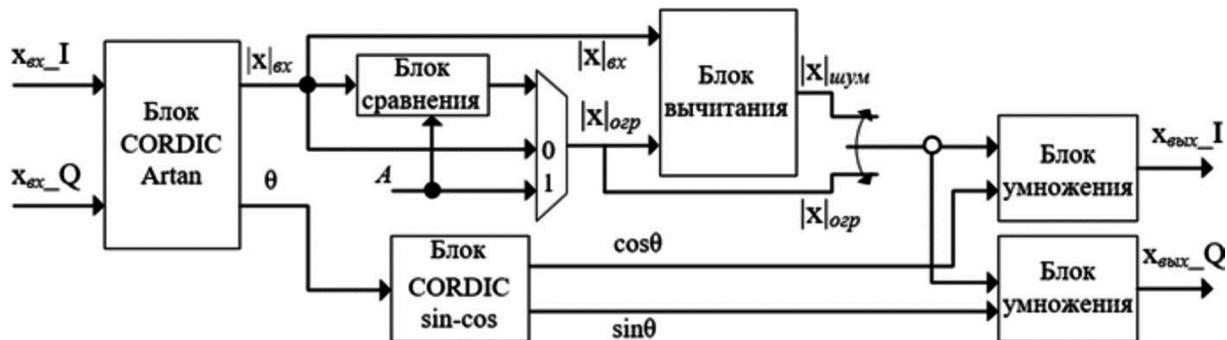


Рис. 2. Блок-схема блока ограничителя уровня сигнала

входом блока сравнения, первым входом первого ключа и первым входом блока вычитания, а второй выход  $\theta$  – фаза входного сигнала – соединен с входом блока CORDIC *sin-cos*. Сигнал порога ограничения  $A$  поступает на второй вход блока сравнения и второго ключа. Выход блока сравнения равен нулю при  $|x|_{вх} \leq A$ , в противном случае он равен единице. Этот выход управляет подключением двух входов первого ключа к выходу  $|x|_{огр}$  ( $|x|_{огр}$  – амплитуда ограниченного входного сигнала), который поступает на второй вход блока вычитания и второго ключа. Выход блока вычитания, представляющий собой амплитуду ограниченного шумового сигнала  $|x|_{шум}$ , подается на первый вход второго ключа. Второй ключ подключает  $|x|_{огр}$  или  $|x|_{шум}$  к выходу в соответствующей конфигурации фильтра, соединенному с первым входом блоков умножения, на второй из которых поступают соответственно сигналы  $\cos\theta$  и  $\sin\theta$ , генерируемые блоком CORDIC *sin-cos*. Выход блоков умножения подается на входы блока ДПФ (см. рис. 1 а).

Блок ДПФ преобразует вещественную и мнимую части входа в частотную область. Его выходы (вещественная и мнимая части) поступают на входы блока 3 для выделения необходимых поднесущих (резервных поднесущих или поднесущих данных) при соответствующей конфигурации фильтра. Этот блок включает в себя два модуля памяти и два логических умножителя. Модули памяти хранят позиции резервных поднесущих и поднесущих данных в виде логического значения ('0' или '1'), поступающего на вход логических умножителей для выбора необходимых поднесущих на выходе ДПФ. Это приводит к уменьшению объема встроенной памяти на ПЛИС и к гибкости реконфигурации фильтра. Блок

ОДПФ преобразует составляющие, выделенные блоком 3, во временную область.

При конфигурации фильтра для выделения резервных поднесущих сигнал после блока масштабирования поступает на блок 7 для обновления сигнала «анти-пик», обновленный сигнал «анти-пик»  $c^{(i)}$  на выходе которого передается на блок сложения 8, суммирующий  $c^{(i)}$  и оригинальный OFDM-сигнал  $x$ , выход которого подается на вход ограничителя уровня сигнала, чтобы начать следующий шаг итерации. При другой конфигурации фильтра этот сигнал, представляющий собой ограниченный OFDM-сигнал  $\bar{x}$ , подается на блок сложения 9, на другие входы которого поступает также обновленный сигнал «анти-пик»  $c$ . Блок сложения 9 генерирует переданный сигнал  $x'$  путем сложения ограниченного OFDM-сигнала  $\bar{x}$  и обновленного сигнала «анти-пик»  $c$ .

Проектирование комплексного FIR-фильтра (см. рис. 1б) выполняется с использованием двух FIR-фильтров с реальными коэффициентами.

Комплексное число  $X$  можно представить как пару вещественной  $X_I$  и мнимой  $X_Q$  частей,  $X = X_I + jX_Q$ . Произведение комплексных чисел может быть вычислено как:

$$Y_I + jY_Q = (X_I + jX_Q)(W_I + jW_Q) = (X_I W_I - X_Q W_Q) + j(X_I W_Q + X_Q W_I). \quad (16)$$

Из уравнения (16) видно, что комплексный фильтр может быть реализован с использованием четырех фильтров с реальными коэффициентами как: два фильтра с коэффициентами  $W_I$  и два фильтра с коэффициентами

ентами  $W_Q$  используются для фильтрации вещественной  $X_I$  и мнимой  $X_Q$  частей сигнала. Кроме того, FIR-фильтр может быть конфигурирован для параллельной обработки нескольких сигналов [13]. Поэтому нужны только два FIR-фильтра с коэффициентами  $W_I$  и  $W_Q$ , каждый из которых имеет два входа  $X_I$  и  $X_Q$ .

Кроме того, из уравнений (6), (9) и (15) видно, что  $n$ -й выходной отсчет связан с  $N$  упорядоченных входных отсчетов, циклически сдвинутых на  $(n+1)$ . Например, 0-й выходной отсчет  $y(0)$  связан с входным вектором  $\{x(1), x(2), \dots, x(N-1), x(0)\}$  ( $N$  входных отсчетов сдвинуты на одну позицию). Аналогично, 1-й отсчет  $y(1)$  связан с входным вектором  $\{x(2), x(3), \dots, x(N-1), x(0), x(1)\}$ . В общем случае  $n$ -й отсчет  $y(n)$  связан с входным вектором  $\{x(n+1), x(n+2), \dots, x(N-1), x(0), x(1), \dots, x(n)\}$ . Поэтому кроме двух FIR-фильтров буферы данных FIFO (first in first out) используются для циклического сдвига входных отсчетов.

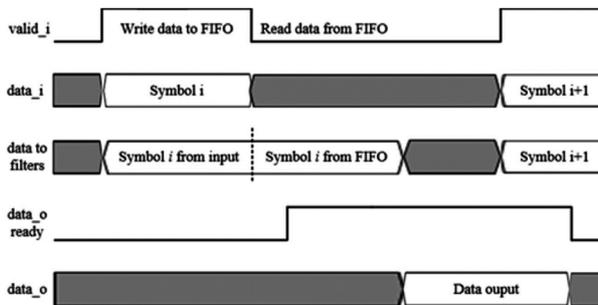


Рис. 3. Временная диаграмма алгоритма 2

На рис. 3 показан принцип работы алгоритма 2. Действующий сигнал  $valid_i$  – вход с активным верхним уровнем – активен, когда символ поступает для обработки. Сигнал  $data_i$  – это сигнал на выходе ограничителя уровня сигнала (см. рис. 2), который включает две части: вещественную и мнимую. Когда  $valid_i$  активен, этот сигнал поступает на входы фильтров, а также записывается в FIFO для выполнения циклического сдвига. В противном случае, когда  $valid_i$  неактивен, такой сигнал считывается из FIFO и поступает на вход фильтров. Сигнал  $rdy_o$  указывает на то, что сигналы на выходах фильтров готовы. Число выходных отсчетов в два

раза больше, чем количество входных отсчетов из-за обработки циклического сдвига. Тем не менее, лишь его вторая половина является правильным выходом. Другие блоки на рис. 1 б функционируют как соответствующие блоки на рис. 1 а.

FDATool представляет собой средство для определения цифровых фильтров с графическим интерфейсом пользователя. Блок Xilinx FDATool пакета System Generator for DSP используется для передачи коэффициентов в FIR-фильтры. Импульсная характеристика непосредственно импортирована в FIR-фильтр с помощью функций MATLAB. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) приведена на рис. 4, на котором содержатся линии с равными амплитудами на нормированных позициях, соответствующих индексам резервных поднесущих или поднесущих данных в соответствующей конфигурации фильтра.

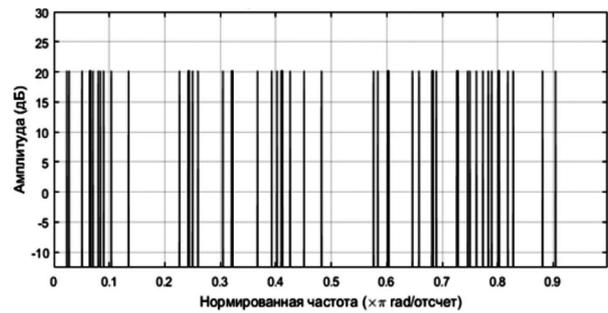


Рис. 4. АЧХ FIR-фильтра

**Экспериментальные результаты  
Результаты моделирования в среде Matlab**

Эффективность предлагаемых алгоритмов была оценена в среде Matlab с помощью функции выборочного вероятностного распределения (CCDF – complementary cumulative distribution function) и уровня ошибок модуляции MER, где CCDF представляет собой вероятность того, что PAPR превышает заданный порог PAPR0. Были использованы нормированные символы модуляции 16-QAM и 64-QAM в качестве входа системы OFDM, количество поднесущих  $N = 1024$ , доля случайно выбранных резервных поднесущих – 5 % от общего количества активных несущих, амплитуда ограничения  $A \approx 6,62$  дБ.

Таблица 1: Параметры и результаты моделирования

Параметры системы	Значение параметров	
Тип модуляции	16-QAM	64-QAM
Количество поднесущих $N$	1024	1024
Количество поднесущих наборов $\square$ и $\square^\circ$	999	999
Количество резервных поднесущих	50	50
Количество OFDM символов	10000	10000
Количество итераций	3	4
Уровень ограничения $A$ (дБ)	6,66	6,62
Результат исследования		
Исходный PAPR	13,35	13,24
PAPR после обработки	6,71	6,63
Выигрыш (дБ)	6,64	6,61
MER (дБ)	50,45	56,76
Увеличение средней мощности (дБ)	0,072	0,082



Параметры системы, используемые для моделирования, и результаты исследования представлены в табл. 1. На рис. 5 показаны результаты снижения PAPR с помощью предлагаемых алгоритмов при различном количестве итераций на примере символов модуляции 64-QAM. После четырех итераций PAPR снижается с 13,24 дБ до 6,63 дБ (т.е. абсолютный выигрыш составляет 6,61 дБ) при  $MER = 56,76$  дБ и вероятности CCDF  $10^{-4}$ . Аналогично, для символов модуляции 16-QAM абсолютный выигрыш в снижении пик-фактора составляет 6,64 дБ после трех итераций при  $MER = 50,45$  дБ (см. табл. 1).

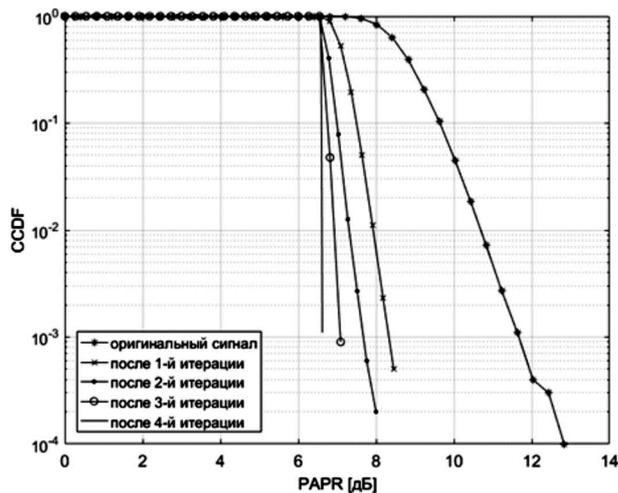


Рис. 5. PAPR CCDF предлагаемых алгоритмов для модуляции 64-QAM

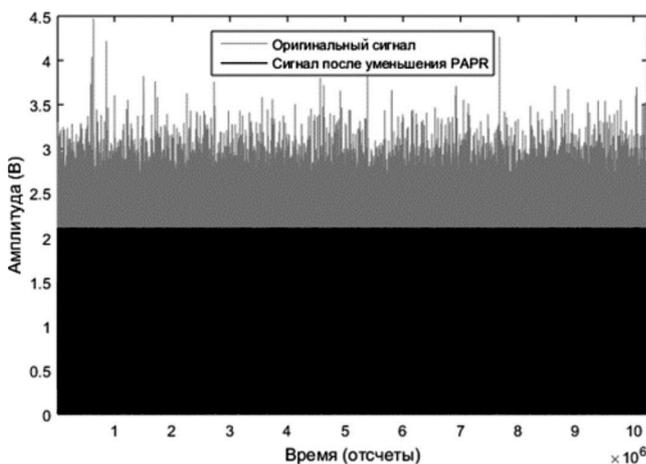


Рис. 6. Амплитуда OFDM сигнала до и после обработки

На рис. 6 в качестве примера проиллюстрированы результаты обработки снижения пик-фактора OFDM сигнала для модуляции 64-QAM с помощью предлагаемых алгоритмов.

Качество сигнала с точки зрения MER составляет 56,76 дБ и 50,45 дБ для символов модуляции 64-QAM и 16-QAM, соответственно. Увеличение средней мощности переданного сигнала незначительно (меньше 0,1 дБ). Можно дополнительно уменьшить PAPR при снижении амплитуды ограничения  $A$  и росте количества итераций.

### Результаты реализации на ПЛИС

Предлагаемые способы были реализованы с помощью аппаратных средств и протестированы на чипе XC7A200T-1SBG484C на плате Nexys Video Artix-7 FPGA. Блок-схема устройства на пакете System Generator показана на рис. 7.

Блок 1 используется для генерации псевдослучайных данных и отображения сигнала на нормированные значения созвездия (16-QAM или 64-QAM). Для уменьшения потребления ресурсов ПЛИС псевдослучайные данные генерируются регистром сдвига с линейной обратной связью с помощью любого порождающего полинома. Блок ОДПФ собирает  $NC$  ячеек модулированных данных и  $Nr$  зарезервированных ячеек, которые обнуляются, в массив активных ячеек OFDM-символа и преобразует их в временную область для формирования оригинального OFDM-сигнала. Блок 4 (предлагаемый способ) выполняет уменьшение пик-фактора сигнала. Блок 5 вычисляет амплитуду оригинального OFDM-сигнала  $x_A$  и переданного сигнала  $x'_A$ .

Результаты снижения PAPR были оценены с использованием Xilinx ChipScope Pro Analyzer (внутричиповый логический анализатор – ВСЛА), специально разрабатываемого для целей тестовых выводов и отладки на печатной плате. ВСЛА позволяет наблюдать за любым нужным внутренним сигналом. Амплитуды OFDM сигналов до и после снижения PAPR захватываются и фиксируются во внутренних блоках памяти на ПЛИС, потом ВСЛА просматривает захваченные данные на персональном компьютере.

Экспериментальные результаты на пакете System Generator и с помощью анализатора ВСЛА представлены на рис. 8 и рис. 9 соответственно. Амплитуды представлены 18-битным беззнаковым числом с фиксированной точкой, включая 15 наименьших значащих битов на дробной части. На рис. 8 показано, что амплитуда оригинального сигнала составляет примерно 4.5, амплитуда сигнала после уменьшения PAPR составляет примерно 2.1. Таким образом, отношение пиковой амплитуды OFDM сигнала до и после обработки будет более двух, т.е. пиковая мощность снижается больше, чем на 6 дБ.

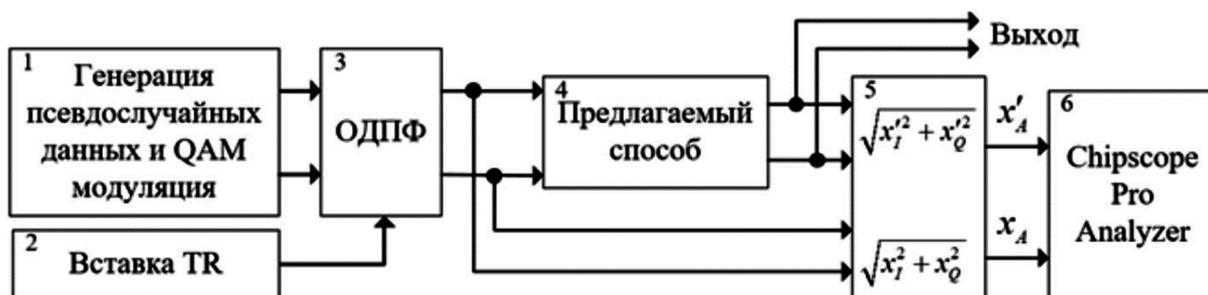


Рис. 7. Экспериментальная блок-схема алгоритмов на System Generator

Захваченные данные с ВСЛА (см. рис. 9) показывают, что амплитуда OFDM сигналов до (красный) и после (голубой) обработки PAPR составляют соответственно 130000 и 60000, (в ВСЛА 18-битное число данных представлено в виде целого числа). Следовательно, экспериментальные результаты на ПЛИС дают такой же выигрыш, как и результаты на пакете System Generator и в среде Matlab.

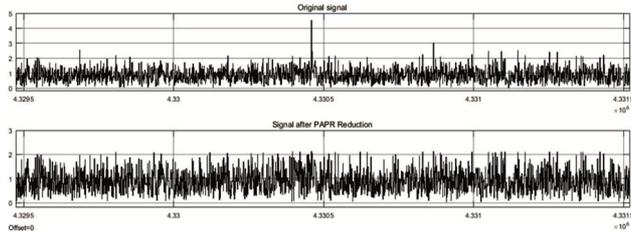


Рис. 8. Экспериментальные результаты в среде System Generator

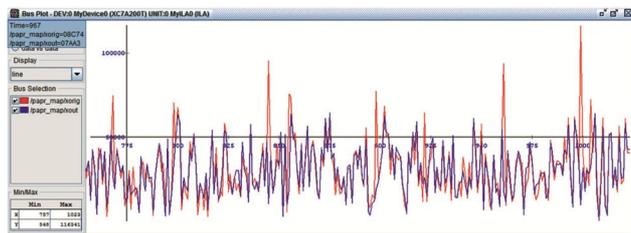


Рис. 9. Экспериментальные результаты с использованием ВСЛА

Алгоритм 1 хорошо подходит для длинных OFDM символов за счет длины ДПФ до 64К и его вычислительной эффективности [11]. Затрата ресурсов его реализации на ПЛИС по параметрам в табл. 1 представлена в табл. 2. Видно, что устройство алгоритма 1 потребляет малые ресурсы ПЛИС, в том числе максимальное отношение потребления ресурсов составляет 10 % DSP48E1s (встроенные умножители).

Устройство алгоритма 2 требует наличия двух бу-

феров с объемом  $N \times 16$  бит для циклического сдвига входных отсчетов и четырех модулей памяти для хранения вещественной и мнимой частей коэффициентов фильтра. Объем каждого модуля памяти составляет  $N \times 16$  бит. Кроме того, для реконфигурации FIR-фильтра требуется, как правило, процессорное ядро (MicroBlaze, PowerPC, ARM SoC core, PicoBlaze). Более того, IP-ядро FIR-фильтра поддерживает до 2048 (2K) коэффициентов [13], что не подходит для длинных OFDM символов.

При реализации параллельной архитектуры FIR-фильтра по параметрам в табл. 1 требуемое число DSP48E1 превышает возможное количество на чипе XC7A200T. Табл. 3 показывает потребление ресурсов устройства алгоритма 2 при длине OFDM символов  $N = 256$  и других параметрах, как в табл. 1. Тем не менее, задержка обработки алгоритма 2 (примерно в два раза больше длины OFDM символа) меньше, чем задержка алгоритма 1 (примерно в четыре раза больше длины OFDM символа), так как алгоритм 2 обновляет коррекцию только во временной области.

### Заключение

В данной статье было предложено два реконфигурируемых комплексных фильтра для снижения пик-фактора OFDM сигнала. Фильтр, конфигурируемый для выделения резервных поднесущих, существенно подавляет пик-фактор сигнала. Эта конфигурация фильтра не вносит искажения в передаваемые сигналы. В конфигурации фильтра для выделения поднесущих данных малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы так, что пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения, при этом вторичные пики не появляются. Искажение будет уменьшаться с ростом количества итераций.

Средняя мощность переданного сигнала увеличивается из-за конфигурации фильтра по резервным поднесущим, но её увеличение незначительно (примерно 0,1 дБ).

Таблица 2: Потребление ресурсов комплексного фильтра на основе ДПФ/ОДПФ

Device Resources	Available	Used	Utilization
Slice LUTs	134600	6772	5,03 %
Slice Registers	269200	14029	5,21 %
Block RAM Tile	365	9,5	2.60 %
DSP48E1s	740	74	10 %
Maximum Frequency	158,730 MHz		
Output latency (clock cycles)	4276		

Таблица 3: Потребление ресурсов комплексного FIR-фильтра

Device Resources	Available	Used	Utilization
Slice LUTs	134600	20301	15,08 %
Slice Registers	269200	21177	7,87 %
Block RAM Tile	365	2	0,55 %
DSP48E1s	740	520	70,27 %
Maximum Frequency	127,877 MHz		
Output latency (clock cycles)	562		

Реализация комплексного фильтра на базе ДПФ/ОДПФ на ПЛИС хорошо подходит для длинных OFDM символов и дает высокую скорость обработки, низкое потребление ресурсов ПЛИС и гибкость реконфигурации фильтра. Комплексный FIR-фильтр затрачивает большое количество ресурсов, особенно DSP48E1, но дает низкую задержку обработки.

Оба алгоритма дают одинаковые результаты с точки зрения производительности уменьшения PAPR. В будущем предполагается реализовывать эти алгоритмы в структуре возбuditелей стандарта DVB-T/T2 и комбинировать их с другими известными способами, чтобы увеличить эффективность снижения PAPR.

### 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. Armstrong J. New OFDM peak-to-average power reduction scheme // Proc. IEEE, VTC2001 Spring, Rhodes, Greece, pp. 756–760, Aug. 2002.
3. Shang-Kang Deng, Mao-Chao Lin, Recursive Clipping and Filtering With Bounded Distortion for PAPR Reduction // IEEE Transactions on Communications, vol. 55, no. 1, pp. 227–230, Jan. 2007.
3. Muller S.H. and Huber J.B. OFDM with reduced peak to average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences // Electronics Letters, vol. 33, no. 5, pp. 368–369 February 1997.
4. Bauml R.W., Fischer R.F.H. and Huber J.B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation

by selected mapping // IEEE Electronics Letters, vol. 32, no. 22, pp. 2056–2057, Sep. 1996.

5. EN 302 755 V1.4.1, Digital video broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system // European Standard, July 2015.

6. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) // Москва: Техносфера, 2012. – 1008 с.

7. Krongold B.S. and Jones D.L. PAR reduction in OFDM via active constellation extension // IEEE Trans. Broadcast., vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sep. 2003.

8. Bae K., Andrews J.G. and Powers E.J. Adaptive active constellation extension algorithm for peak-to average ratio reduction in OFDM // IEEE Commun. Lett., vol. 14, no. 1, pp. 39–41, Jan. 2010.

9. Tellado J. Peak to average power reduction for multicarrier modulation // Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 2000.

10. Xilinx, pg109, Fast Fourier Transform v9.0 // LogiCORE IP Product Guide, 97p., Nov. 2015.

11. Dinechin F., Takeugming H. and Tanguy J.-M. A 128-tap complex FIR filter Processing 20 giga-samples/s in a single FPGA // 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), Pacific Grove, CA, USA, pp. 841–844, Nov. 7–10, 2010.

12. Xilinx, pg149, FIR Compiler v7.2 // LogiCORE IP Product Guide, 131p, Nov. 2015.

13. Chen H. and Haimovish M. Iterative Estimation and Cancellation of Clipping Noise for OFDM Signals // IEEE Commun. Lett., vol. 7, no. 7, pp. 305–307, July 2003.

## НОВЫЕ КНИГИ

**Литвин С.М., Попов О.Б., Чернышева Т.В.**

***Аудиопроекторная обработка сигналов звукового вещания – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 222 с.: ил.***

Звуковой сигнал, передаваемый по каналам звукового вещания, был и будет востребован в общем ряду с большим количеством альтернативных источников информации. Рассмотрены основные характеристики сигналов и каналов звукового вещания, базовые процедуры, используемые при обработке звукового вещательного сигнала (ЗВС); основные алгоритмы обработки сигнала в канале передачи. Проведен анализ и оценка искажений сигнала на всех этапах его передачи – от первичного цифрового преобразования до аудиопроекторной обработки. Особое внимание уделено алгоритмам обработки и проблеме объективной оценки качества ЗВС в системах, не нормируемых в рамках современного метрологического обеспечения.

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров 11.03.02 и 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 и 11.04.01 – «Радиотехника», 10.05.02 – «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

