

РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОЙ СХЕМЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ РЕЗЕРВНЫХ ПОДНЕСУЩИХ И ОГРАНИЧЕНИЯ-И-ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ

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

DEVELOPMENT OF THE HYBRID SCHEME USING TONE RESERVATION AND CLIPPING-AND-FILTERING METHODS FOR PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO REDUCTION OF OFDM SIGNALS

Tran Van Nghia

In this paper we analyze the modified tone reservation (TR) and clipping-and-filtering methods to reduce Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) of OFDM signals and introduce their hybrid scheme on FPGA. The simulation results of the proposed method and experimental results on FPGA using the signal with parameters of DVB-T2 standard are presented. These results show that PAPR of OFDM signals is significantly reduced (about 7 dB).

Key words: Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), OFDM modulation, Tone Reservation (TR), clipping-and-filtering (CAF), hybrid scheme, DVB-T2 modulator, FPGA.

Ключевые слова: пик-фактор, OFDM модуляция, метод резервных поднесущих, ограничение-и-фильтрация, гибридная схема, DVB-T2 модулятор, ПЛИС

Введение

Благодаря повышенной спектральной эффективности при передаче в каналах с многолучевым распространением, увеличению помехоустойчивости в условиях межсимвольной интерференции и высокой скорости передачи технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) широко применяется в различных стандартах беспроводной передачи данных нового типа, таких как WiFi, WiMAX, DVB [1, 2, 3], DAB [1], сети связи четвертого поколения.

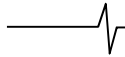
Основным недостатком систем с OFDM модуляцией является высокий пик-фактор (PAPR) передаваемых сигналов, который характеризуется отношением пиковой мощности сигнала к его средней мощности. Из-за этого радиосигнал требует использования широкого линейного динамического диапазона усилителя мощности (УМ), что приводит к увеличению стоимости аппаратуры и к большому энергетическому потреблению. Для УМ с ограниченной линейной областью радиосигнал попадает в область насыщения, что приводит к нелинейным искажениям (внутриполосному и внеполосному). Поэтому эффективное решение для снижения PAPR с относительно простой аппаратной реализацией является важным вопросом при практическом применении OFDM технологии.

До сих пор было разработано достаточно большое количество разнообразных алгоритмов борьбы с пик-фактором [4, 5], таких как ограничение-и-фильтрация CAF (clipping-and-filtering), селективное отображение

Проведен анализ модифицированного метода резервных поднесущих и метода ограничения-и-фильтрации для снижения пик-фактора OFDM сигналов, предложена гибридная схема их реализации на ПЛИС. Представлены результаты моделирования предлагаемого способа и экспериментальные результаты на ПЛИС при использовании сигнала с параметрами, соответствующими стандарту DVB-T2. Показано, что рекомендованный способ позволяет значительно снизить пик-фактор.

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 OFDM сигналов вызывает внутриполосное искажение и внеполосное излучение. Внутриполосное искажение или внутрисимвольная интерференция нарушает ортогональность поднесущих, что приводит к ухудшению показателей сигнала (вероятность ошибки BER, коэффициент ошибок модуляции MER) и сказывается на достоверности приема сообщения из-за снижения помехоустойчивости приема. Внеполосное излучение или межканальные помехи являются причиной увеличения уровня энергетических потерь, но они могут быть уменьшены с помощью фильтрации и при использовании повторной операции ограничения и фильтрации [6]. После фильтрации появляются пики сигнала, превышающие уровень ограничения. Тем не менее, внутриполосное искажение не может быть уменьшено этим фильтром, а только увеличивается. Чем больше ограничение амплитуды, тем выше внутриполосное искажение. Условное ограничение, предлагаемое в [7], гарантирует внутриполосные и внеполосные искажения ниже заданных значений без какой-либо ите-



рации. Выигрыш в снижении PAPR не большой из-за того, что появляются новые пики сигнала.

Существующий недостаток всех методов CAF состоит в том, что пилотные поднесущие не рассматриваются, что приводит к снижению эффективности оценки канала и синхронизации в приемной стороне.

Метод борьбы с пик-фактором TR предусмотрен в стандарте системы DVB-T2. Этот метод был предложен Tellado [8] 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 соответствует эффективной реализации аппаратных средств. Меньше 10 итераций рекомендуется в [3].

Алгоритм [9] предлагается для вычисления оптимального сигнала «анти-пик». Недостатком этого алгоритма является использование матричных и векторных умножений, градиентных операций, вычислений с квадратным корнем, которые не подходят для аппаратной реализации. Методы реконфигурируемых фильтров [10] позволяют значительно снизить PAPR с помощью комбинирования способов TR и CAF.

В данной статье предложены модифицированные методы резервных поднесущих и ограничения-и-фильтрации, и гибридная схема их реализации на ПЛИС для подавления пик-фактора OFDM сигналов. В частности, модифицированный метод TR одновременно подавляет все пики сигнала в одной итерации, что подобно методам CAF в [6], в то время как в традиционных способах TR [1, 2, 3] уменьшается наибольший пик сигнала. В модифицированном методе CAF, основанном на методе условного ограничения [7], шум ограничения используется в анализе вместо ограниченного OFDM сигнала для преобразования оригинального алгоритма в эквивалентную форму. В гибридном алгоритме модифицированный метод TR используется итеративно и существенно подавляет пик-фактор OFDM сигнала. В последней итерации сигнал «анти-пик» формируется предлагаемым модифицированным методом CAF. При этом малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы так, что пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения и новые пики не появляются. Гибридная схема эффективно реализована на ПЛИС на основе схемы метода CAF [7] и не требует изменения структуры демодуляции OFDM-сигнала.

Основы OFDM системы и связанных способов уменьшения пик-фактора OFDM система

В OFDM системах каждый OFDM символ $S = [S(0), \dots, S(N-1)]$ модулируется в N близко расположенных ортогональных поднесущих. OFDM сигналы получают применением ОДПФ (обратное дискретное преобразование Фурье):

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} S(k) e^{j2\pi kn/LN}, \quad (1)$$

где N_{act} – число активных поднесущих, индексный набор которых обозначается \mathfrak{R}_{act} , а индексный набор $(LN - N_{act})$ остальных поднесущих, являющихся неактивными поднесущими, состоящими из внеполосных и пограничных поднесущих, обозначается \mathfrak{R}_{oob} ; L – коэффициент интерполяции. На практике, $L = \{1, 2, 4\}$. L -кратная интерполяция реализуется с помощью заполнения нулями середины спектра OFDM символа до L -кратной длины; k и n – индексы отсчетов в частотной и временной областях соответственно.

Способ TR для уменьшения PAPR

Для OFDM символа с N_{act} активными поднесущими множество N_r резервных поднесущих с индексным набором \mathfrak{R} , $\mathfrak{R} = \{r_0, r_1, \dots, r_{N_r-1}\}$, зарезервированы с целью уменьшения пик-фактора, N_c поднесущих с индексным набором \mathfrak{R}_c используются для передачи данных, и $(N_{act} - N_r - N_c)$ остальных поднесущих с индексным набором \mathfrak{R}_p являются пилотными. Пусть $C(k)$ представляет значение зарезервированных поднесущих, а $X(k)$ представляет значение пилотных поднесущих и поднесущих данных. Переданный сигнал получается следующим образом:

$$s(n) = x(n) + c(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} (X(k) + C(k)) e^{j2\pi kn/LN}, \quad (2)$$

где c – вектор для уменьшения пикового значения сигнала, $c = IDFT(C)$; $x = IDFT(X)$.

$X(k)$ и $C(k)$ определяются в непересекающихся позициях поднесущих, т.е. $X(k) = 0, k \in \mathfrak{R}$ и $C(k) = 0, k \notin \mathfrak{R}$, и

$$xS(k) = \begin{cases} C(k), & k \in \mathfrak{R} \\ X(k), & k \in (\mathfrak{R}_c \cup \mathfrak{R}_p) \\ 0, & k \in \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}. \quad (3)$$

Суть способа TR заключается в определении значения резервных поднесущих или генерации вектора c так, чтобы удалить пиковые значения сигнала. Способы TR основаны на применении к OFDM сигналам оператора ограничения для генерации шума ограничения. Затем, шум ограничения поступает на вход фильтра для формирования сигнала коррекции. Операция ограничения, в нескольких случаях называемая полярным ограничением, ограничивает огибающую сигнала на заданном пороговом значении, но сохраняет его оригинальную фазу отсчетов и представляется следующим образом:

$$\bar{s}(n) = \begin{cases} s(n), & |s(n)| \leq A \\ Ae^{j\theta_n}, & |s(n)| > A \end{cases}, \quad (4)$$

где A – желаемый уровень ограничения; $s(n) = |s(n)| e^{j\theta_n}$; θ_n – фаза n -го отсчета сигнала.

Алгоритм 1: Способ TR на основе градиентного алгоритма

1. Исходные значения: $x = x^{(m)}$; $c^{(0)} = \{c_n^{(0)} = 0 | 0 \leq n \leq LN - 1\}$; i начинается с 1.
2. Находят максимальную амплитуду сигнала $(x + c^{(i)})$, $y^{(i)}$, и индекс соответствующего отсчета, $n^{(i)}$, в i -й итерации. Если $y^{(i)} \leq A$, переходят к шагу 6.
3. Рассчитывают отсчет шума ограничения $f(n^{(i)}) = y^{(i)} - A$.
4. Обновляют вектор $c^{(i)}$: $c^{(i)}(n) = c^{(i-1)}(n) - f(n^{(i)})p((n - n^{(i)}) \bmod LN)$.
5. Если i меньше, чем максимальное допустимое значение итераций, i увеличивают на 1 и выполняют возврат к шагу 2. В противном случае выполняют переход к шагу 6.
6. Переданный сигнал $s = x + c^{(i)}$.

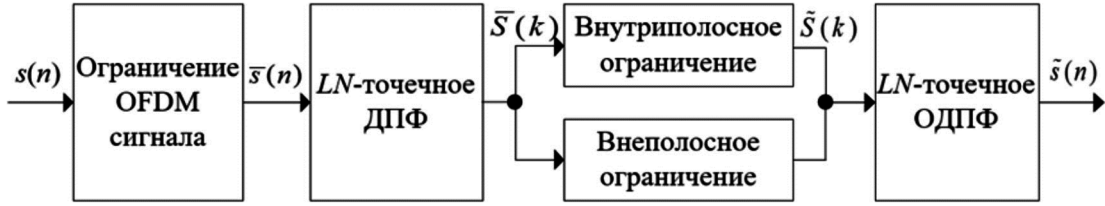


Рис. 1. Блок-схема метода условного ограничения

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

$$f(n) = s(n) - \bar{s}(n). \quad (5)$$

Способ TR с использованием градиентного алгоритма был предложен Tellado [8]. Принцип этого алгоритма состоит в том, чтобы итеративно подавлять пики сигнала на основе импульсного ядра, генерируемого зарезервированными поднесущими. Ядро определяется как:

$$p(n) = \frac{1}{N_r} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN} = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} IDFT(1_{TR}), \quad (6)$$

где 1_{TR} – вектор, содержащий N_r элементов, состоящих из единиц в позициях, соответствующих индексам набора \mathfrak{R} .

Процедуры алгоритма повторяются для каждого OFDM символа. Для m -го символа алгоритм описывается рядом нижеследующих пунктов.

Способ условного ограничения

Один из известных методов CAF – это алгоритм условного ограничения OFDM сигнала (см. рис. 1), обеспечивающий как внутриполосное, так и внеполосное искажения ниже заданных значений. Входной OFDM сигнал $s(n)$ ограничен для формирования сигнала $\bar{s}(n)$ с помощью выражения (4). Потом этот сигнал преобразуется в частотную область с помощью LN -точечного ДПФ для получения $\bar{S}(k)$. Затем внутриполосное и внеполосное ограничения обрабатываются отдельно для генерирования $\tilde{S}(k)$. Наконец, OFDM сигнал с низким PAPR $\tilde{s}(n)$ получается на выходе LN -точечного ОДПФ.

Для внутриполосного ограничения необходимо сначала отсортировать элементы $|E(k)| = |S(k) - \bar{S}(k)|$ (где k – индекс активных поднесущих) вектора ошибки в порядке возрастания, затем найти M элементов вектора ошибки, имеющих наименьшее значение, среднее

квадратическое которых меньше или равно ThS_{max} , в то время как среднее квадратическое $(M+1)$ любых элементов вектора ошибки больше, чем ThS_{max} , где Th – порог; S_{max} – максимальная амплитуда созвездия. Индексный набор этих M поднесущих обозначается \mathfrak{R}_M , а набор индексов $k \in \mathfrak{R}_{act}$, но $k \notin \mathfrak{R}_M$, что обозначается как $\mathfrak{R}_{act} \setminus \mathfrak{R}_M$. Внутриполосная обработка (см. рис. 2) для получения $\tilde{S}(k)$ выполняется следующим образом:

$$\tilde{S}(k) = \begin{cases} \bar{S}(k), & k \in \mathfrak{R}_M; \\ S(k) + ThS_{max} e^{j\theta_k}, & k \in \mathfrak{R}_{act} \setminus \mathfrak{R}_M, \end{cases} \quad (7)$$

где $E(k) = \bar{S}(k) - S(k) = |E(k)| e^{j\theta_k}$.

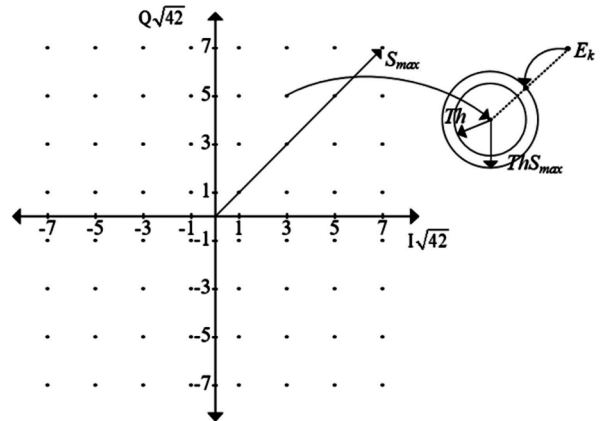


Рис. 2. Внутриполосная обработка для вида модуляции 64-QAM

$P(k)$ обозначает спектральную маску $P(\omega)$, дискретизованную на частоте $\omega = 2\pi k / N$. Внеполосная обработка выражается следующим образом:

$$\tilde{S}(k) = \begin{cases} \bar{S}(k), & |\bar{S}(k)| \leq P(k) \\ \sqrt{P(k)} e^{j\theta_k}, & |\bar{S}(k)| > P(k) \end{cases}, \quad (8)$$

где $\bar{S}(k) = |\bar{S}(k)|e^{j\theta_k}$.

Анализ предлагаемого алгоритма и аппаратной архитектуры Модифицированный способ TR

Обработка для формирования сигнала коррекции может быть рассмотрена в качестве FIR-фильтра LN -го порядка, который характеризуется следующей частотной и импульсной характеристиками:

$$H_r(k) = \begin{cases} 1, & k \in \mathfrak{R}; \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (9)$$

$$h_r(n) = IDFT(H_r) = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k=0}^{LN-1} H_r(k)e^{j2\pi kn/LN} = \frac{1}{\sqrt{N_{act}}} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN}. \quad (10)$$

Связь между входным и выходным сигналами фильтра описывается разностным уравнением (дискретной свёрткой). При этом, выход фильтра получается:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{LN-1} h_r(i)f(n-i). \quad (11)$$

Из выражений (4) и (5) видно, что шум ограничения имеет вид серии импульсов. 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 . При этом, шум ограничения можно переписать как

$$f(n) = \sum_{n_i \in S_p} f(n_i)\delta(n-n_i), \quad (12)$$

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

Сначала рассмотрим частный случай, где ограничен только один пик в положении $n_i \in S_p$. В этом случае, шум ограничения может быть выражен следующим образом:

$$f(n) = f(n_i)\delta(n-n_i). \quad (13)$$

z -преобразование уравнений (11) и (13) дает:

$$Y(z) = H_r(z)F(z) = f(n_i)z^{-n_i}H_r(z). \quad (14)$$

Из уравнения (14) видно, что выход фильтра представляет собой импульсную характеристику $h_r(n)$, циклически сдвинутую на n_i и масштабированную по величине шума ограничения на позиции n_i . После циклического сдвига первичный пик ($h_r(0)$) импульсной характеристики сдвинут на n_i . Кроме того, из уравнения (10) $h_r(0)$ обладает самым большим значением, а другие отсчеты ($h_r(1) \div h_r(LN-1)$) имеют значение, значительно меньше, чем $h_r(0)$, т.е., 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 должна масштабироваться так, чтобы $h_r(0) = 1$, или выход фильтра масштабируется:

$$h_{новая}(n) = \frac{1}{N_r} \sum_{k \in \mathfrak{R}} e^{j2\pi kn/LN} = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} IDFT(H_r) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} h_r(n), \quad (15)$$

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

При этом, сигнал коррекции на выходе блока формирования сигнала коррекции получается после масштабирования:

$$C(z) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} Y(z) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} f(n_i)z^{-n_i}H_r(z). \quad (16)$$

Из уравнений (15) и (16) можно вывести, что этот частный случай эквивалентен способу TR с использованием градиентного алгоритма [1], [2].

В общем случае шум ограничения в частотном пространстве и сигнал коррекции во временной и частотной областях представлены следующим образом:

$$F(k) = DFT(f) = \sum_{n=0}^{LN-1} f(n)e^{-j2\pi nk/LN} = \sum_{n \in S_p} f(n)e^{-j2\pi nk/LN}, \quad (17)$$

$$C(k) = \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} F(k)H_r(k) = \begin{cases} \frac{\sqrt{N_{act}}}{N_r} F(k), & k \in \mathfrak{R}; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (18)$$

$$c(n) = IDFT(C). \quad (19)$$

В соответствии с уравнением (18) сохраняются только дискретные частотные составляющие $F(k)$ в позициях, соответствующих индексам зарезервированных поднесущих, а остальные составляющие обнуляются. Коррекция c , полученная на выходе блока формирования сигнала коррекции, 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 новые пики, называемые вторичными пиками, могут появиться в любой из LN позиций отсчетов OFDM сигнала и превысить уровень ограничения. Таким образом, генерирование сигнала «анти-пик» может повторяться несколько итераций и/или дальше выполняться предлагаемым модифицированным методом CAF.

Модифицированный метод ограничения-и-фильтрации

Чтобы обеспечить вторичные пики ниже порога ограничения или как можно меньше при ограниченном числе итераций, как правило, применяется метод CAF. Однако, в способе CAF [7] аппаратная реализация блока внутриполосной обработки обладает большой сложностью из-за определения набора \mathfrak{RM} с измененным числом элементов и вычисления средней мощности этого набора.

В отличии от блок-схемы на рис. 1 в модифицированном методе шум ограничения генерирован и предназначен для формирования сигнала коррекции вместо

ограниченного OFDM сигнала, как в способах TR. В частности, блок внутриполосной обработки сохраняет частотные составляющие $F(k)$ в позициях, соответствующих индексам набора \mathfrak{R} , ограничивает составляющие $F(k)$ с индексами в соответствии с набором \mathfrak{R}_c на пороге E , и сбрасывает в ноль составляющие $F(k)$, связанные с пилотными поднесущими. Во внеполосной обработке частотные составляющие $F(k)$ с индексами в соответствии с неактивными поднесущими ограничены на порогах E и $P(k)$.

Операции внутриполосного и внеполосного ограничений аналогичны оператору полярного ограничения (4) на порогах $P(k)$. Разница между внеполосной обработкой и оператором полярного ограничения заключается в том, что пороговые значения $P(k)$ являются переменными величинами. Каждая частотная составляющая $F(k)$ во внеполосной области сравнивается с амплитудой спектральной маски $P(k)$ в этой точке. Порог E выбирается для поддержания допустимого внутриполосного искажения передающего сигнала.

Все операции обработки модифицированного метода CAF для получения сигнала коррекции могут выражаться как

$$C(k) = \begin{cases} F(k), & k \in \mathfrak{R} \\ \bar{F}_c(k), & k \in \mathfrak{R}_c \\ 0, & k \in \mathfrak{R}_p \\ \bar{F}_o(k), & k \in \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}, \quad (20)$$

где

$$\bar{F}_c(k) = \begin{cases} F(k), & ((k \in \mathfrak{R}_c) \text{ и } (|F(k)| \leq E)) \\ Ee^{j\theta_k}, & ((k \in \mathfrak{R}_c) \text{ и } (|F(k)| > E)), \\ 0, & k \notin \mathfrak{R}_c \end{cases}, \quad (21)$$

и

$$\bar{F}_o(k) = \begin{cases} F(k), & ((k \in \mathfrak{R}_{oob}) \text{ и } (|F(k)| \leq \sqrt{P(k)})) \\ \sqrt{P(k)}e^{j\theta_k}, & ((k \in \mathfrak{R}_{oob}) \text{ и } (|F(k)| > \sqrt{P(k)})) \\ 0, & k \notin \mathfrak{R}_{oob} \end{cases}. \quad (23)$$

Описание предлагаемого алгоритма

Предлагаемый гибридный алгоритм описан в алгоритме 2. Сначала необходимо выбрать желаемые значения ограничения A и E , набор TR и максимальное ко-

личество итераций $MaxIter$, вычислить и сохранить амплитуду спектральной маски $\sqrt{P(k)}$ в памяти. Процедуры гибридного алгоритма повторяются для каждого OFDM символа. Алгоритм 2 представлен для m -го символа.

В предлагаемом гибридном алгоритме модифицированный метод TR используется итеративно. В последней итерации сигнал коррекции формируется модифицированным методом CAF. Поэтому пики OFDM сигналов быстро доводятся до желаемого уровня ограничения и новые пики не появляются при малом шуме ограничения, малый шум ограничения вносится в передаваемые сигналы.

Предлагаемое устройство на ПЛИС

Аппаратная схема для реализации предлагаемого алгоритма (алгоритм 2) на ПЛИС изображена на рис. 3. Она состоит из двух сумматоров, трех ключей и восьми блоков: формирование шума ограничения, блок ДПФ, блок выделения необходимых поднесущих, блок ОДПФ, блок масштабирования, блок буфера x , блок обновления s и блок ограничения амплитуды.

Для формирования оригинального OFDM-сигнала x первый блок ОДПФ собирает N_c ячеек модулированных данных, пилотные сигналы и N_r зарезервированных ячеек, которые обнуляются, в массив N_{act} активных ячеек OFDM-символа и преобразует их во временную область. Блок вставки пилотов/TR предназначен для генерирования пилотных сигналов и их индексов позиции в OFDM-символе и индексов зарезервированных поднесущих (TR). Индексы пилотных сигналов и TR также подаются на блок выделения необходимых поднесущих.

Первый ключ подключает сигнал x в первой итерации или сигнал s , $s = x + c(i)$, в других итерациях к выходу.

Блок формирования шума ограничения (см. рис. 4) используется для вычисления шума ограничения. Он содержит несколько арифметических компонентов: блоки CORDIC, блок вычитания, блок сравнения и блоки умножения. Конвейерная архитектура используется в проектировании блоков CORDIC для ускорения работы устройства. Входной сигнал s , $s = |s| = \text{Re}(s) + j \text{Im}(s)$, включающий вещественную $\text{Re}(s)$ и мнимую $\text{Im}(s)$ части, подается на вход блока CORDIC Artan, первый выход которого $|s|$ – амплитуда входного сигнала – соединен

Алгоритм 2: Предлагаемый гибридный алгоритм

1. Исходные значения: $x = x^{(m)}$; $c^{(0)} = \{c_n^{(0)} = 0 \mid 0 \leq n \leq LN - 1\}$; i начинается с 1.
 2. Вычисляют $f(n)$ с использованием (5). Если $i = MaxIter$, выполняют переход к шагу 5.
 3. Рассчитывают коррекцию c с использованием (19), потом обновляют вектор $c^{(i)}$: $c^{(i)} = c^{(i-1)} - c$.
 4. $i = i + 1$; и выполняют возврат к шагу 2.
 5. Преобразуют $f(n)$ в частотную область. Вычисляют коррекцию C с использованием (20). Преобразуют C во временную область для получения s .
 6. Обновляют вектор $c^{(MaxIter)}$: $c^{(MaxIter)} = c^{(MaxIter-1)} - c$.
 7. Переданный сигнал $s = x + c^{(MaxIter)}$.
-

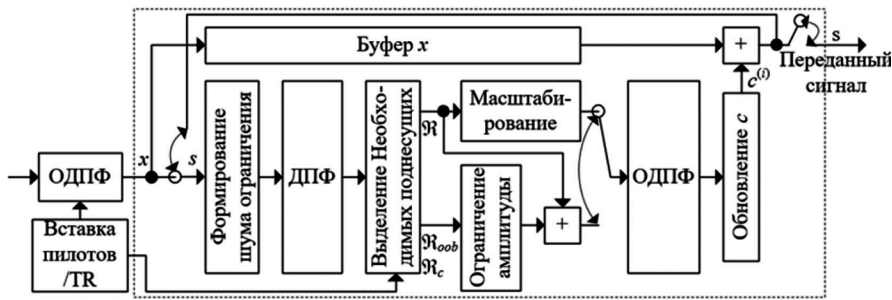


Рис. 3. Блок-схема предлагаемого устройства на ПЛИС

с первым входом блока сравнения, первым входом первого ключа и первым входом блока вычитания, а второй выход θ – 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 $|s| \leq A$, в противном случае он равен единице. Этот выход управляет подключением двух входов первого ключа к выходу $|\bar{s}|$ (где $|\bar{s}|$ – амплитуда ограниченного входного сигнала), который поступает на второй вход блока вычитания. Выход блока вычитания, представляющий собой амплитуду шума ограничения $|f|$, подается на первый вход блоков умножения. Сигналы $\cos\theta$ и $\sin\theta$, генерируемые блоком CORDIC sin-cos поступают соответственно на второй вход блоков умножения. Выход блоков умножения подается на вход блока ДПФ (см. рис. 3).

Блок ДПФ преобразует шум ограничения в частотную область. Его выход поступает на вход блока выделения необходимых поднесущих. По индексам пилотных сигналов и TR, соединенным с блоком вставки пилотов/TR, этот блок выделяет резервные поднесущие, поступающие на вход блока масштабирования и первого сумматора, и поднесущие в соответствии с наборами \mathfrak{R}_{ob} и \mathfrak{R}_c , поступающие на вход блока ограничения амплитуды. Резервные поднесущие после масштабирования подаются на второй ключ.

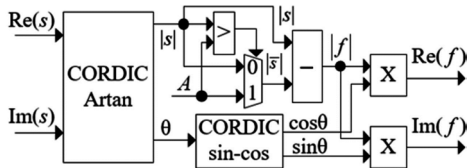


Рис. 4. Блок-схема блока формирования шума ограничения

Блок ограничения амплитуды корректирует искаженные ячейки созвездий и ограничивает энергию поднесущих в соответствии с наборами \mathfrak{R}_{ob} по спектральной маске. Для обработки поднесущих данных и неактивных поднесущих требуются аналогичные аппаратные ресурсы. Каждая поднесущая классифицируется на поднесущие данных или неактивные поднесущие. Поэтому, операции внутрисполосного и внеполосного ограничений могут использовать общие аппаратные ресурсы, как показано на рис. 5. Блок-схема блока ограничения амплитуды практически аналогична блоку формирования шума ограничения. Порог $\sqrt{P(k)}$ может быть вычислен и сохранен в памяти по теоретической спектральной маске конкретной беспроводной OFDM системы. Рис. 6 иллюстрирует теоретический спектр сигналов передачи

стандарта DVB-T2 для каналов с шириной полосы пропускания 8 МГц [2]. Выход блока ограничения амплитуды поступает на второй вход первого сумматора, выход которого соединен со вторым входом второго ключа.

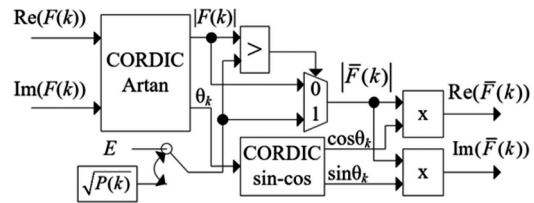


Рис. 5. Блок-схема блока ограничения амплитуды

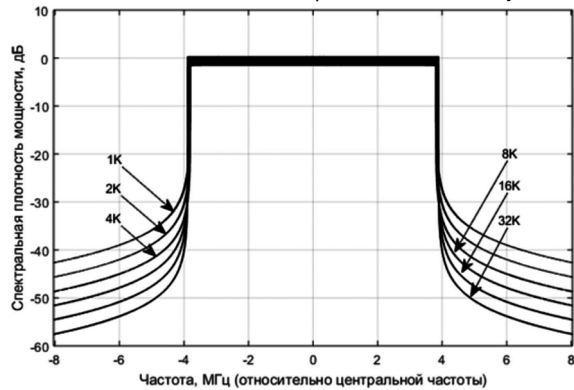


Рис. 6. Теоретический спектр сигнала DVB-T2 для каналов с полосой пропускания 8 МГц

Второй ключ обеспечивает подключение сигнала на выходе первого сумматора в последней итерации или сигнала на выходе блока масштабирования в других итерациях к входу ОДПФ. Блок ОДПФ преобразует входные частотные составляющие во временную область. Блок обновления с используется для обновления сигнала «анти-пик». Обновленный сигнал «анти-пик» $c^{(i)}$ передается на вход второго сумматора, суммирующий $c^{(i)}$ и оригинальный OFDM-сигнал x , выход которого подается на вход блока формирования шума ограничения через первый ключ, чтобы начать следующий шаг итерации. На последней итерации выход второго сумматора используется в качестве переданного сигнала s .

По сравнению с методом ограничения-и-фильтрации [7] в блок-схеме предлагаемого устройства присутствует блок масштабирования и кроме функции внутрисполосного и внеполосного ограничений блок выделения необходимых поднесущих осуществляет выделение резервных поднесущих с использованием памяти с небольшим объемом, сохраняющей позиции набора TR в виде логического значения ('0' или '1') для выбора необходимых поднесущих на выходе ДПФ. Это незначительно увеличивает затраты аппаратных ресурсов чипа ПЛИС.

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), где CCDF представляет собой вероятность того, что PAPR превышает заданный порог PAPR0. Были использованы нормированные символы модуляции 64-QAM в качестве входа системы OFDM.

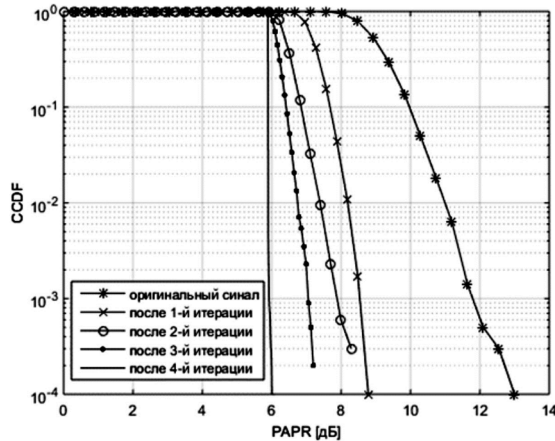


Рис. 7. PAPR CCDF предлагаемого алгоритма при $N = 1024$, $N_{act} = 853$ и $N_r = 50$

На рис. 7 и рис. 8 проиллюстрированы результаты снижения PAPR с помощью предлагаемого алгоритма при различном количестве итераций. В случае $N = 1024$, количество резервных поднесущих выбирается $N_r = 50$ как в [10]. После четырех итераций PAPR снижается с 13,12 дБ до 6,0 дБ (т.е. абсолютный выигрыш составляет 7,12 дБ) при вероятности CCDF 10^{-4} . По сравнению со способами в [10] дополнительное снижение PAPR предлагаемого алгоритма достигает 0,52 дБ. При $N = 32768$ параметры системы, используемые для моделирования,

выбираются по стандарту DVB-T2. По сравнению с результатами, опубликованными в [3], с. 149–151 (выигрыш составляет примерно 3 дБ), предлагаемый способ имеет больший выигрыш в уменьшении пик-фактора OFDM сигнала (примерно 6 дБ после четырех итераций, см. рис. 8).

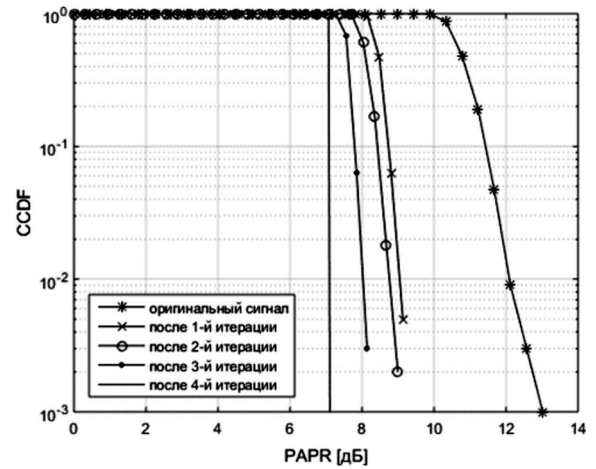
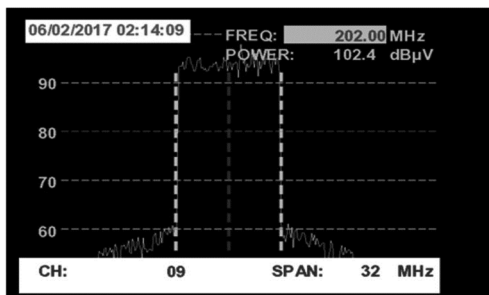


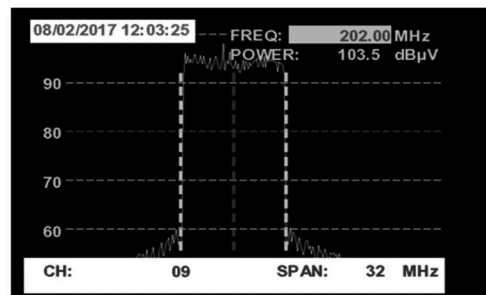
Рис. 8. PAPR CCDF предлагаемого алгоритма при $N = 32768$, $N_{act} = 27841$ и $N_r = 288$

Результаты реализации на ПЛИС

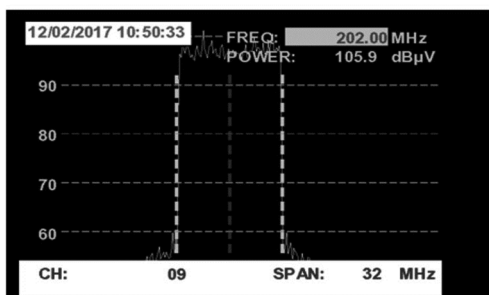
Предлагаемый способ был реализован с помощью аппаратных средств и протестирован на чипе Xilinx Kintex-7 XC7K325T платы NetFPGA-1G-CML Development Kit и на плате AD9789 Evaluation Board для параметров, используемых в стандарте DVB-T2. Радиочастотные сигналы рассматриваются на телевизионном анализаторе PROMAX TV EXPLORER HD+ и приведены на рис. 9. При $N = 32768$, коэффициент интерполяции выбирается $L = 2$, поскольку максимальная длина ДПФ для реализации на ПЛИС составляет 64К [11]. Спектр сигналов передачи соответствует теоретической спектральной маске.



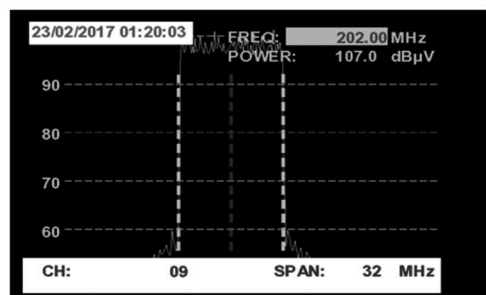
$N = 2048$, $N_{act} = 1705$, $N_r = 18$ и $L = 4$



$N = 4096$, $N_{act} = 3409$, $N_r = 36$ и $L = 4$



$N = 16384$, $N_{act} = 13921$, $N_r = 144$ и $L = 4$



$N = 32768$, $N_{act} = 27841$, $N_r = 288$ и $L = 2$

Рис. 9. Экспериментальные результаты на ПЛИС и AD9789

Заключение

В данной статье были предложены модифицированный метод резервных поднесущих и метод ограничения-и-фильтрации, а также гибридный алгоритм для снижения пик-фактора OFDM сигналов. Схема предлагаемого алгоритма реализована и протестирована на ПЛИС для параметров, используемых в стандарте DVB-T2. Экспериментальные результаты на ПЛИС показывают, что рекомендованный способ позволяет значительно снизить пик-фактор OFDM сигналов и может быть использован в структуре возбуждателей стандарта DVB-T2, и также в других беспроводных системах передачи с OFDM-модуляцией.

По сравнению с традиционным методом ограничения-и-фильтрации сложность предлагаемого устройства на ПЛИС незначительно увеличивается.

Литература

1. Дворкович В.П. и Дворкович А.В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) // Москва: Техносфера, 2012. – 1008 с.
2. ESTI 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.
3. ETSI TS 102 831 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) // European Standard, Aug. 2012.

4. 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.

5. 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.

6. Anoh K., Tanriover C. and Adebisi B. On the Optimization of Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Access, vol. 5, pp. 12004–12013, June 2017.

7. Baxley R.J., Zhao C., and Zhou G.T. Constrained clipping for crest factor reduction in OFDM // IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 52, no. 4, pp. 570–575, Dec. 2006.

8. Tellado J. Peak to average power reduction for multi-carrier modulation // Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 2000.

9. Wang Y., Xie S., and Xie Z. FISTA-Based PAPR Reduction Method For Tone Reservation's OFDM System // IEEE Wireless Communications Letters, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, Nov. 2017.

10. Tran V.N. and Le H.N. Reconfigurable Complex Filtering Methods for PAPR Reduction of OFDM Signals with Low Computational Complexity // 2017 IVth International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT), Moscow, Russia, pp. 59–63, Dec. 2017.

11. Pg109. Fast Fourier Transform v 9.0 // Xilinx LogiCORE IP Product Guide, Nov. 2015.

Солонина А.И.

Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB

РЕЦЕНЗЕНТЫ: Е.Б. Соловьева, д-р техн. наук, завкафедрой теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ»; А.А. Монаков, д-р техн. наук, проф. кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

Учебное пособие представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов с традиционными темами: линейные дискретные системы; эффекты квантования в цифровых системах с фиксированной точкой; дискретные сигналы с описанием в частотной области, включая алгоритмы дискретного и быстрого преобразования Фурье; случайные процессы и их статистические характеристики; методы непараметрического и параметрического спектрального анализа; цифровые фильтры общего и специального назначения; многоскоростные системы и их полифазные структуры; банки фильтров; основы адаптивной обработки сигналов.

Теория ЦОС преподносится с позиции моделирования в MATLAB: теоретические аспекты базовых методов и алгоритмов ЦОС увязываются с их моделированием в MATLAB и иллюстрируются соответствующими примерами.

Книга предназначена для студентов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.

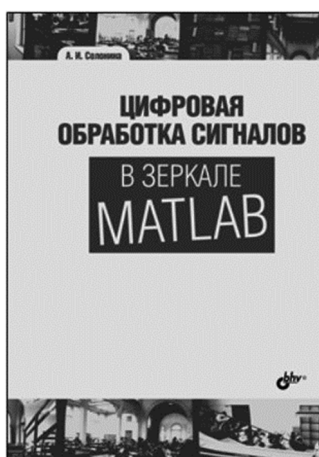
Солонина Алла Ивановна, кандидат технических наук, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».



www.bhv.ru

Отдел оптовых поставок

E-mail: opt@bhv.spb.su



систем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».