УДК 621.396, УДК 621.391

ИТЕРАТИВНЫЙ МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА OFDM-СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ОБРАБОТКИ ШУМА КЛИППИРОВАНИЯ

Хоанг Ван Туан, *аспирант кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ,*
e-mail: khoang.vt@phystech.edu
Дворкович А.В., *д.т.н., чл.-корр. РАН, зав. кафедрой мультимедийных технологий и телекоммуникаций МФТИ,*
e-mail: dvork.alex@gmail.com

ITERATIVE METHOD FOR REDUCING THE PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO OF OFDM SIGNAL BASED ON CLIPPING NOISE PROCESSING

Hoag Van Tiyan, Dvorkovich A.V.

This paper addresses the problem of reducing the peak-to-average power ratio (PAPR) in OFDM systems, which is one of the key challenges in broadband signal transmission. To tackle this issue, an iterative method is proposed that reduces the PAPR of OFDM signals by processing clipping noise, combining the advantages of amplitude clipping and active constellation extension techniques. A distinguishing feature of the proposed approach is the use of clipping noise to generate a peak-correction signal, which is processed in two directions – by limiting the spectral amplitude and by controlled extension of constellation points. Analytical and simulation results demonstrate that the proposed method effectively reduces the PAPR value. Compared to clipping and filtering (CAF) and active constellation extension (ACE) methods, the proposed technique achieves the highest PAPR reduction gain – up to 6.44 dB after three iterations. The results confirm the high efficiency and practical relevance of the proposed method for modern OFDM systems.

Key words: OFDM, PAPR, peak-to-average power ratio, CAF, clipping and filtering, ACE, active constellation extension.

Ключевые слова: OFDM, PAPR, пик-фактор, CAF, ограничение и фильтрация, ACE, активное расширение созвездия.

Рассматривается проблема уменьшения пик-фактора (peak-to-average power ratio, PAPR) в OFDM-системах, которая является одной из основных задач при передаче широкополосных сигналов. Для решения данной проблемы в работе предложен итеративный метод уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала на основе обработки шума клиппирования, сочетающий преимущества методов ограничения амплитуды и активного расширения созвездия. Особенностью предлагаемого подхода является использование шума клиппирования для формирования сигнала коррекции пиков, который обрабатывается по двум направлениям – ограничением спектральной амплитуды и контролируемым расширением точек созвездия. Проведённый анализ и моделирование показали, что предлагаемый метод позволяет эффективно снижать величину пик-фактора. В сравнении с традиционными методами ограничения и фильтрации (clipping and filtering, CAF) и активного расширения созвездия (active constellation enhancement, ACE) предложенный метод обеспечивает наибольший выигрыш по снижению PAPR – до 6,44 дБ после трёх итераций. Полученные результаты подтверждают высокую эффективность и практическую значимость предлагаемого метода для современных OFDM-систем.

Введение

Технология OFDM (ортогональное частотное разделение каналов) играет важнейшую роль в современных системах беспроводной связи. Благодаря способности эффективно использовать спектр, противостоять искажениям, вызванным многолучевым распространением, и обеспечивать высокие скорости передачи данных, OFDM стала основой для множества телекоммуникационных стандартов. К таким стандартам относятся цифровое телевидение первого и второго поколений (DVB-T, DVB-T2) [1,2], мобильные сети четвёртого и пятого поколений (4G, 5G), а также беспроводные локальные сети (Wi-Fi) [3]. Однако одной из наиболее серьёзных проблем OFDM остаётся высокий пик-фактор (PAPR) сигнала. Повышенный PAPR предъявляет жёсткие требования к линейности усилителя мощности (УМ), обуславливая необходимость широкого линейного динамического диапазона. Это приводит к работе усилителя с пониженной энергетической эффективностью — вдали от области насыщения, в случае выхода за пределы линейной характеристики УМ в сигнал вносятся нелинейные искажения, резко ухудшающие параметры качества передачи. Поэтому задача снижения PAPR остаётся актуальной.

Среди известных решений наиболее простым в реализации является метод ограничения и фильтрации (CAF) [4,5,6,12], при котором амплитуда сигнала обрезается выше заданного порога, а затем применяется фильтрация для подавления внеполосных составляющих. Однако данный метод сопровождается серьёзными внутриполосными искажениями, нарушающими ортогональность поднесущих и вызывающими межсимвольные и межканальные помехи.

В работе [7] была предложена усовершенствованная версия метода CAF, основанная на передаче шума клиппирования вместе с полезным сигналом. Такой подход позволяет восстанавливать информацию на приёмной стороне за счёт специальных дополнительных поднесущих, содержащих информацию о шуме клиппирова-

ния. Однако следует отметить, что в работе [7] данный метод рассматривался только для систем с относительно небольшим числом поднесущих (64). При увеличении количества поднесущих для его корректного восстановления на приёмнике необходимо выделять дополнительный спектральный ресурс для передачи информации о шуме и его позиции, что значительно снижает спектральную эффективность системы.

Методы скремблирования [8], такие как метод частичных передаваемых последовательностей (PTS) и метод селективного отображения (SLM), основаны на множественном формировании одного и того же OFDM-символа с различными фазами, среди которых выбирается сигнал с минимальным PAPR. Эти методы не искажают сигнал, но требуют передачи дополнительной информации на приёмник и значительных вычислительных ресурсов при увеличении числа поднесущих.

Метод резервирования поднесущих (TR) [9] реализует уменьшение пик-фактора за счёт добавления корректирующего сигнала, формируемого на заранее зарезервированных поднесущих, не несущих полезной информации. Эти поднесущие используются исключительно для минимизации амплитудных пиков во временной области. Несмотря на простоту реализации и отсутствие необходимости в передаче дополнительной информации, метод TR снижает спектральную эффективность, поскольку часть поднесущих исключается из передачи данных.

Альтернативой являются методы, не требующие передачи дополнительной информации. Одним из таких является метод активного расширения созвездия (ACE) [10, 11, 14], при котором внешние точки созвездия расширяются за пределы допустимых границ с целью уменьшения амплитудных пиков. Метод ACE сохраняет BER, поскольку минимальное расстояние между точками остаётся неизменным, и не требует модификации приёмника. Однако, ACE увеличивает среднюю мощность сигнала, что может вновь привести усилитель в нелинейный режим и ухудшить качество передачи.

Для преодоления указанных ограничений в данной работе предлагается итеративный гибридный метод, сочетающий преимущества методов CAF и ACE. Подход не требует передачи дополнительной информации, сохраняет структуру приёмника и обеспечивает контроль увеличения средней мощности.

Математическая модель
и базовые методы уменьшения PAPR
Система OFDM

В системе OFDM [3, 13, 14] широкополосный сигнал формируется в виде нескольких параллельных узкополосных сигналов. После преобразования последовательных данных в несколько параллельных потоков (по количеству поднесущих) данные модулируют поднесущие OFDM-сигнала. Символ сигнала OFDM во временной области можно записать как:

$$d(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} D(k) e^{j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad (1)$$

где N – количество поднесущих, а D – модулирующие ячейки. Для модуляции QPSK, например, $D \in \{-1, 1, j, -j\}$. Для более точного приближения к непрерывному сигналу обычно выполняется передискретизация временного сигнала с коэффициентом L (обычно $L \geq 4$) [13,14], что реализуется путём нулевого дополнения в частотной области. Следовательно, OFDM-сигналы с передискретизацией могут быть математически представлены как:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{LN}} \sum_{k=0}^{LN-1} X(k) e^{j\frac{2\pi nk}{LN}}, \quad (2)$$

где $X = [D(0), D(1), \ldots, D(N-1), \underbrace{0, 0, \ldots, 0}_{(L-1)N}]$.

Поскольку D является комплексным вектором, компоненты которого представляют собой сигналы после отображения на созвездие, символы OFDM также являются комплексными:

$$x(n) = x_I(n) + x_Q(n) j. \quad (3)$$

OFDM-сигнал содержит множество поднесущих. При достаточно большом числе поднесущих действительная и мнимая части OFDM-сигнала можно рассматривать как независимые случайные величины, подчиняющиеся нормальному распределению (Гаусса) с нулевым средним и общей дисперсией σ^2. Амплитуда сигнала $x = |x(n)|$ подчиняется взаимно независимому распределению Рэлея с функцией плотности вероятности, определяемой как:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \mathrm{e}^{\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)}. \quad (4)$$

OFDM-сигнал формируется как сумма N ортогональных поднесущих, каждая из которых модулируется независимо. При когерентном сложении поднесущих – то есть когда их фазы совпадают – происходит конструктивная интерференция, в результате чего амплитуды отдельных компонентов суммируются, образуя пиковые значения в сигнале. PAPR определяется как:

$$\mathrm{PAPR}[x(n)] = \frac{\max\left\{|x(t)|^2\right\}}{\mathbb{E}\left\{|x(t)|^2\right\}} = \frac{\max_{0 \leq n \leq LN-1} |x(n)|^2}{\frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN-1} |x(n)|^2}. \quad (5)$$

Для оценки эффективности снижения PAPR обычно используется комплементарная интегральная функция распределения (CCDF). Это функция, показывающая вероятность того, что случайная величина превышает заданное значение. В контексте OFDM-сигналов CCDF определяется следующим образом:

$$\mathrm{CCDF}(\mathrm{PAPR}0) = P_r\left(\mathrm{PAPR} > \mathrm{PAPR}0\right) \approx 1 - \left(1 - \exp(-\mathrm{PAPR}0)\right)^N, \quad (6)$$

где $P_r(\cdot)$ – вероятность того, что значение PAPR превышает заданное значение PAPR0.

Чтобы наглядно продемонстрировать зависимость PAPR от количества поднесущих, на основе теоретической формулы (6) строится график, представленный на рисунке 1. Из графика видно, что по мере увеличения числа поднесущих значение PAPR также возрастает. Это объясняется тем, что при большем числе поднесущих увеличивается вероятность когерентного сложения, что, в свою очередь, приводит к более высоким значениям PAPR.

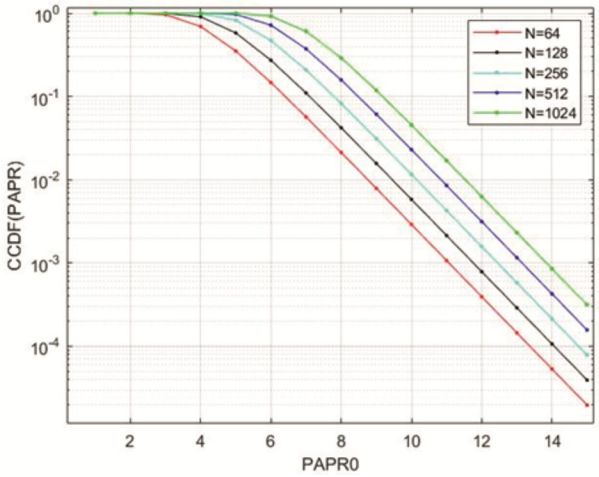


Рисунок 1. Зависимость CCDF от порогового значения PAPR0

Метод ограничения и фильтрации

Простейший путь снижения PAPR заключается в ограничении амплитуды сигнала таким образом, чтобы пиковые значения не превышали заданного максимального уровня.

$$\bar{x}(n)=\begin{cases}x(n), & |x(n)|\le A_{clip},\\ A_{clip}e^{j\phi(n)}, & |x(n)|> A_{clip},\end{cases} \quad (7)$$

где $\phi(n)$ – фаза сигнала x(n), A_{clip} – порог ограничения.

Согласно (7), значения сигнала, превышающие порог, ограничиваются, в то время как остальные остаются без изменений. Поскольку метод ограничения вызывает внеполосное излучение, необходимо применить фильтрацию. Типичный фильтр задаётся следующим образом:

$$H(k)=\begin{cases}1, & 0\le k\le N-1\\ 0, & N\le k\le LN-1\end{cases}. \quad (8)$$

Применение метода ограничения приводит не только к возникновению внеполосных искажений, но и к внутриполосным искажениям. Последние искажают форму полезного сигнала и являются основной причиной увеличения битовой ошибки (BER) в системе передачи данных.

Для устранения внутриполосных искажений, вызванных операцией ограничения, в работе [11] предложено обрабатывать шум клиппирования путём дополнительного контроля над смещением точек сигнального созвездия в частотной области. Такой подход позволяет ограничить искажения расположения точек созвездия, предотвращая уменьшение минимального расстояния между соседними точками созвездия, что, в свою очередь, способствует сохранению надёжности передачи и снижению BER.

Шум клиппирования во временной области получается путём вычитания ограниченного OFDM-сигнала из исходного сигнала, затем этот шум преобразуется в частотную область с помощью преобразования Фурье:

$$f(n)=\bar{x}(n)-x(n);$$

$$F(k)=\sum_{n=0}^{LN-1} f(n)e^{-j\frac{2\pi nk}{LN}}=\mathrm{DFT}(f(n)). \quad (9)$$

Для ограничения внутриполосных искажений необходимо контролировать величину спектрального компонента $F(k)$ в частотной области. Это позволяет ограничить амплитуду сигнала коррекции пиков и гарантирует, что изменение точек созвездия остаётся в допустимых пределах. Ограниченое значение амплитуды $C_ш(k)$ формируется следующим образом:

$$C_ш(k)=\begin{cases}F(k), & |F(k)|\le C_{\max},\\ C_{\max}\cdot\dfrac{F(k)}{|F(k)|}, & |F(k)|> C_{\max},\end{cases} \quad (10)$$

где C_{max} – максимальное значение амплитуды шума клиппирования в частотной области.

Для подавления внеполосного излучения после ограничения шума клиппирования целесообразно применить фильтр $Hc(k)$, определяемый следующим образом:

$$Hc(k)=\begin{cases}1, & 0\le k\le N-1;\\ 0, & N\le k\le LN-1.\end{cases} \quad (11)$$

$$C(k)=Hc(k)\cdot C_ш(k).$$

Сигнал коррекции пиков преобразуется во временную область с помощью обратного дискретного преобразования Фурье (IDFT):

$$c(n)=IDFT(C(k)). \quad (12)$$

Для повышения эффективности уменьшения PAPR описанный выше процесс обработки шума клиппирования может быть выполнен итеративно. Ниже представлено описание алгоритма метода итеративного ограничения и фильтрации с контролируемым уровнем искажений.

1. Инициализация: $x^{(0)}(n)=x(n)$, i = 0.

2. Итеративный процесс (до достижения K итераций):

– Ограничение амплитуды сигнала по формуле (7).

– Расчёт шума клиппирования и преобразование в частотную область по (9).

– Обработка шума клиппирования по (10) и (11).

– Преобразование шума клиппирования во временную область по (12).

– Обновление сигнала: $x^{(i+1)}(n)=x^{(i)}(n)+c^{(i)}(n)$.

3. Выходной сигнал после снижения PAPR: $x^{(K)}(n)$.

Метод активного расширения созвездия

Метод ACE представляет собой эффективную технику снижения PAPR OFDM-сигналов, не требующую передачи дополнительной информации и не вызывающую серьёзных искажений. Основная идея заключается в том, чтобы сместить внешние точки созвездия за пределы допустимых границ с целью уменьшения амплитудных пиков так, чтобы не уменьшить минимальное расстояние между точками созвездия.

Математически ACE заключается в добавлении сигнала коррекции пиков $\Delta X(k)$ к исходным данным в частотной области:

$$\tilde{X}(k)=X(k)+\Delta X(k),\ k\in K_{Вне}, \quad (13)$$

где $K_{Вне}$ – множество поднесущих, соответствующих внешним точкам созвездия.

В методе ACE $\Delta X(k)$ формируется на основе шума клиппирования, полученного в процессе ограничения

сигнала. Этот шум затем масштабируется с использованием коэффициента расширения G. Такая операция осуществляется только для определённых поднесущих, соответствующих точкам на внешней границе созвездия. Математически это выражается следующим образом:

$$\Delta X(k)=\begin{cases} G\cdot F(k), & k\in K_{Вне} \\ 0, & иначе \end{cases} \qquad (14)$$
$$\Delta X(k)=\Delta X_I(k)+\Delta X_Q(k)\cdot j.$$

При этом сигнал после расширения созвездия записывается в следующем виде:

$$\tilde{x}(n)=x(n)+\Delta x(n)=$$
$$=\frac{1}{\sqrt{LN}}\sum_{k=0}^{LN-1}(X(k)+\Delta X(k))e^{j\frac{2\pi nk}{LN}=} \qquad (15)$$
$$=\frac{1}{\sqrt{LN}}\sum_{k=0}^{LN-1}(X(k)+G\cdot F(k))e^{j\frac{2\pi nk}{LN}=}$$
$$=x(n)+G\cdot f(n).$$

Из формулы (14) видно, что коэффициент расширения G оказывает влияние не только на эффективность снижения PAPR, но и на среднюю мощность сигнала. При больших значениях G происходит значительное увеличение средней мощности, что может привести к работе усилителя в нелинейной области.

Для ограничения роста средней мощности в работе [11] было предложено ограничивать степень расширения созвездия путём наложения порога расширения V на действительную и мнимую части сигнала коррекции пиков, используя следующую формулу:

$$\Delta X_I(k)=\begin{cases} \Delta X_I(k), & |\Delta X_I(k)|<V; \\ V, & \Delta X_I(k)>V; \\ -V, & \Delta X_I(k)<-V; \end{cases}$$
$$\Delta X_Q(k)=\begin{cases} \Delta X_Q(k), & |\Delta X_Q(k)|<V; \\ V, & \Delta X_Q(k)>V; \\ -V, & \Delta X_Q(k)<-V; \end{cases} \qquad (16)$$
$$\Delta X(k)=\Delta X_I(k)+\Delta X_Q(k)\cdot j.$$

Для обеспечения баланса между эффективностью снижения PAPR и контролем средней мощности ограничение амплитуды сигнала коррекции пиков является важным этапом. Как видно из уравнения (15), наложение порога V расширения на действительные и мнимые части сигнала коррекции пиков $\Delta X(k)$ предотвращает чрезмерное смещение точек созвездия, тем самым минимизируя влияние на среднюю мощность сигнала.

Для повышения эффективности метода ACE использование итеративной процедуры позволяет корректировать сигнал пошагово и более точно на каждом этапе. Этот подход не только обеспечивает более эффективное уменьшение PAPR, но и сохраняет качество сигнала за счёт контроля амплитуды сигнала коррекции пиков на каждом шаге. Ниже представлено описание итеративного метода ACE с ограничением сигнала коррекции пиков:

1. Инициализация: $x^{(0)}(n)=x(n)$.

2. Итеративный процесс (до достижения K итераций):

– Ограничение амплитуды сигнала по формуле (7).

– Расчёт шума клиппирования и преобразование в частотную область по (9).

– Определение сигнала коррекции пиков по (14).

– Ограничение степени расширения по (16).

– Преобразование сигнала коррекции пиков во временную область:

$$\Delta x^{(i)}(n)=IDFT(\Delta x^{(i)}(k)).$$

– Обновление сигнала: $x^{(i+1)}(n)=x^{(i)}(n)+\Delta x^{(i)}(n)$.

3. Выходной сигнал после снижения PAPR: $x^{(K)}(n)$.

Предлагаемый итеративный метод

В данной статье предлагается итеративный метод, сочетающий преимущества двух подходов — ограниченного клиппирования с подавлением внутриполосных искажений и активного расширения созвездия с контролем амплитуды смещения. Основная идея заключается в использовании шума клиппирования, возникающего после ограничения амплитуды сигнала, для формирования корректирующего сигнала в частотной области. Затем сигнал коррекции пиков преобразуются во временную область и складывается с исходным OFDM-сигналом. В результате получается выходной сигнал с пониженным значением PAPR, что позволяет улучшить эффективность передачи при сохранении высокого качества сигнала. Итеративная структура позволяет на каждом шаге уточнять форму сигнала и последовательно подавлять пики, обеспечивая высокую эффективность снижения PAPR.

Предлагаемый итеративной алгоритм обработки шума клиппирования:

1. Инициализация: $x^{(0)}(n)=x(n), x(n)=IFDT(x(k))$, i = 0.

2. Итеративный процесс (до достижения K итераций):

– Ограничение амплитуды сигнала по формуле:

$$\bar{x}^{(i)}(n)=\begin{cases} x^{(i)}(n), & |x^{(i)}(n)|\le A_{clip}; \\ A_{clip}e^{j\phi^{(i)}(n)}, & |x^{(i)}(n)|> A_{clip}. \end{cases}$$

– Расчёт шума клиппирования и преобразование в частотную область:

$$f^{(i)}(n)=\bar{x}^{(i)}(n)-x^{(i)}(n);$$
$$F^{(i)}(k)=\mathrm{DFT}(f^{(i)}(n)).$$

– Обработка шума клиппирования по двум направлений обработки:

– Компонент клиппирования:

$$C_{ш}^{(i)}(k)=\begin{cases} F^{(i)}(k), & |F^{(i)}(k)|\le C_{\max}; \\ C_{\max}\cdot\dfrac{F^{(i)}(k)}{|F^{(i)}(k)|}, & |F^{(i)}(k)|> C_{\max}. \end{cases}$$

$$Hc(k)=\begin{cases} 1, & 0\le k\le N-1; \\ 0, & N\le k\le LN-1; \end{cases}$$
$$C^{(i)}(k)=Hc(k)\cdot C^{(i)}{}_{ш}(k).$$

– Компонент расширения созвездия:

$$\Delta X^{(i)}(k)=\begin{cases} G\cdot F^{(i)}(k), & k\in K_{Вне} \\ 0, & иначе \end{cases}$$

$$\Delta X^{(i)}{}_I(k) = \begin{cases} \Delta X^{(i)}{}_I(k), & |\Delta X^{(i)}{}_I(k)| < V; \\ V, & \Delta X^{(i)}{}_I(k) > V; \\ -V, & \Delta X^{(i)}{}_I(k) < -V; \end{cases}$$

$$\Delta X^{(i)}{}_Q(k) = \begin{cases} \Delta X^{(i)}{}_Q(k), & |\Delta X^{(i)(i)}{}_Q(k)| < V; \\ V, & \Delta X^{(i)}{}_Q(k) > V; \\ -V, & \Delta X^{(i)}{}_Q(k) < -V; \end{cases}$$

$$\Delta X^{(i)}(k) = \Delta X^{(i)}{}_I(k) + \Delta X^{(i)}{}_Q(k) \cdot j.$$

– Преобразование шума клиппирования во временную область для получения сигнала коррекции пиков:

$$c^{(i)}(n) = IDFT(C^{(i)}(k)), \quad \Delta x^{(i)}(n) = IDFT(\Delta X^{(i)}(k)).$$

– Обновление сигнала: $x^{(i+1)}(n) = x^{(i)}(n) + c^{(i)}(n) + \Delta x^{(i)}(n)$.

3. Выходной сигнал после снижения PAPR: $x^{(K)}(n)$.

Как видно из представленного алгоритма, коэффициенты A_{clip}, оказывают прямое влияние на эффективность снижения PAPR. От их выбора зависит не только степень подавления амплитудных пиков, но и сохранение структуры сигнального созвездия.

Слишком большие значения могут привести к существенным искажениям и смещению точек модуляции. Напротив, слишком малые значения параметров ограничивают способность алгоритма эффективно снижать PAPR.

Результат моделирования

Для оценки эффективности предложенного метода была проведено моделирование в среде MATLAB численных экспериментов на системе OFDM с следующими параметрами: 1024 поднесущих, 1000 OFDM-символов, модуляция 16-QAM, нормализация мощности, порог ограничения A_{clip} изменялся в диапазоне от 4 до 6 дБ, коэффициент расширения G изменялся в диапазоне от 3 до 7, максимальное значение амплитуды шума клиппирования в частотной области $C_{\max}$ = 0,06 и порог расширения созвездия V = 0,2.

В результате моделирования видно, что выбор параметров ограничения амплитуды A_{clip} и коэффициента расширения G играет ключевую роль в эффективности снижения PAPR OFDM сигнала. Как показано на рисунке 2, при фиксированных параметрах минимальное значение PAPR (на уровне CCDF = 10^{-3}) достигается при A_{clip} = 5,2 дБ и G = 4,5. На этапе малых значений A_{clip} увеличение коэффициента расширения G положительно сказывается на характеристиках снижения PAPR, так как позволяет компенсировать большее количество пиков сигнала. Однако при дальнейшем увеличении A_{clip} влияние G становится менее выраженным.

Как видно из графика на рисунке 3, предлагаемый метод демонстрирует наилучшую характеристику CCDF по сравнению с методами CAF и ACE на всех уровнях вероятности. При этом очевидно, что увеличение количества итераций положительно влияет на результат снижения PAPR для всех методов.

Особенно заметно, что при первой итерации предлагаемый метод показывает существенное преимущество – выигрыш по PAPR составляет 4,78 дБ относительно исходного OFDM сигнала, в то время как для CAF и ACE – лишь 3,22 дБ и 2,01 дБ соответственно.

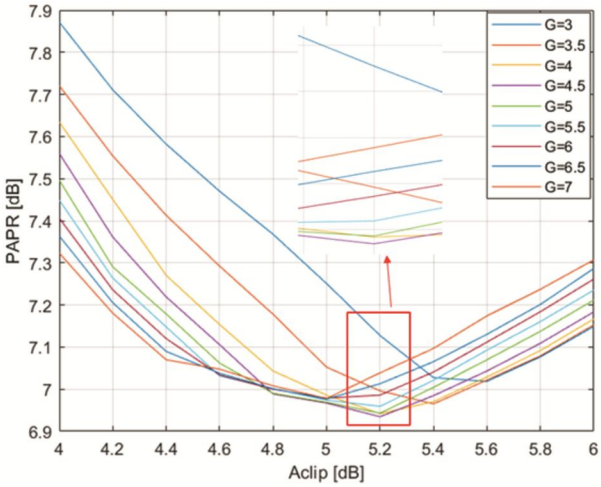


Рисунок 2. Зависимость PAPR от A_{clip} для различных коэффициентов расширения G

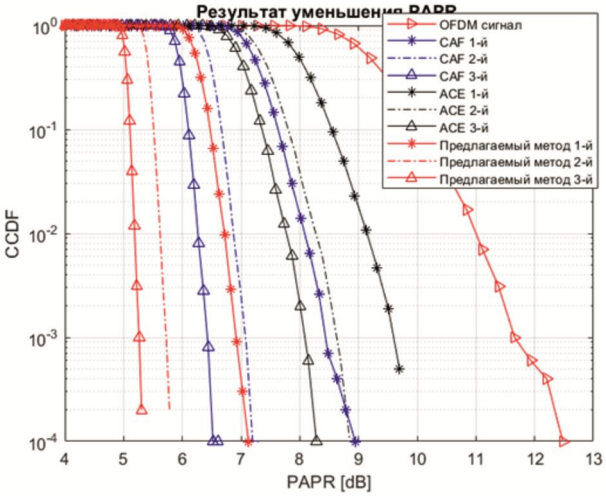


Рисунок 3. Сравнение характеристик CCDF для методов CAF, ACE и предлагаемого метода при количестве итераций от 1 до 3

При дальнейшем увеличении числа итераций до двух и трех наблюдается тенденция постепенного улучшения результатов. Однако максимальный эффект достигается именно у предлагаемого метода, где после третьей итерации достигается PAPR = 5,26 дБ и выигрыш по сравнению с исходным сигналом составляет 6,44 дБ. Для сравнения, методы CAF и ACE обеспечивают уменьшение PAPR на 5,26 дБ и 3,56 дБ соответственно.

Заключение

В данной работе был предложен и исследован итеративный метод уменьшения пик-фактора OFDM-сигнала на основе обработки шума клиппирования, который объединяет преимущества методов ограничения и активного расширения созвездия. Особенностью предлагаемого метода является совместная обработка шума клиппирования по двум направлениям – ограничением спектральной амплитуды и контролируемым расширением точек созвездия с использованием итеративного процесса. Такой подход позволяет добиться более эф-

Таблица 1. Сравнительная эффективность уменьшения PAPR (на уровне CCDF = 10^{-3}) при использовании методов CAF, ACE и предлагаемого метода

Метод	Первая итерация		Вторая итерация		Третья итерация	
	PAPR [dB]	Выигрыш	PAPR [dB]	Выигрыш	PAPR [dB]	Выигрыш
CAF	8,48	3,22	7,09	4,61	6,44	5,26
ACE	9,69	2,01	8,69	3,01	8,14	3,56
Предлагаемый метод	6,92	4,78	5,72	5,98	5,26	6,44

фективного подавления амплитудных пиков сигнала при минимальных искажениях. Результаты моделирования подтвердили высокую эффективность предложенного метода по сравнению с традиционными методами CAF и ACE. Показано, что предлагаемый метод обеспечивает наилучшие значения PAPR при любом числе итераций. Максимальный выигрыш по снижению PAPR составил 6,44 дБ после трёх итераций, что практически соответствует установленному порогу ограничения A_{clip} = 5,25 дБ (это минимально достижимое значение PAPR для данного уровня отсечения). Дополнительное увеличение числа итераций приводит лишь к незначительному улучшению результата при заметном росте вычислительной сложности и возможных искажениях сигналов созвездия. В связи с этим оптимальным числом итераций является 2-3, что обеспечивает разумный компромисс между эффективностью снижения и сложностью реализации.

В будущей работе планируется провести исследование эффективности работы OFDM-системы при совместном применении метода снижения PAPR и технологии цифрового предыскажения для линеаризации усилителя мощности.

Литература

1. ETSI EN 302 755 V1.3.1, Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2), ETSI, Apr. 2012.

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

3. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. Горячая линия Телеком, 2017.

4. Gökceli S. et al. Novel iterative clipping and error filtering methods for efficient PAPR reduction in 5G and beyond. IEEE Open Journal of the Communications Society. 2020. Т. 2. С. 48-66.

5. Anoh K. et al. A new approach to iterative clipping and filtering PAPR reduction scheme for OFDM systems. IEEE Access. 2017. Т. 6. С. 17533-17544.

6. Sun Y., Ochiai H. Performance analysis and comparison of clipped and filtered OFDM systems with iterative distortion recovery techniques. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2021. Т. 20. №. 11. С. 7389-7403.

7. Фам Т.Т., Тихонова О.В. Метод ограничения пик-фактора с дополнительным сигналом компенсации в системе с ортогональным частотным разделением каналов для гауссовского канала. Russian Technological Journal. 2024. Т. 12. №. 5. С. 42-49.

8. Miah M. S. et al. Comparative Performance Analysis of Peak to Average Power Ratio in OFDM, SLM and PTS Systems. 2024 9th International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS). IEEE, 2024. С. 712-717.

9. Чан В.Н. Применение комплексных фильтров для снижения пик-фактора сигналов с ofdm модуляцией и их реализация на плис. Цифровая обработка сигналов. 2018. №. 1. С. 62-70.

10. W.-L. Lin, F.-S. Tseng, «Theory and applications of active constellation extension». IEEE Access, vol. 9, pp. 93111-93118, 2021. doi:10.1109/ACCESS.2021.3093103.

11. Van Tuan H. Improving the Effectiveness of the Active Constellation Extension Method to Reduce the PAPR of OFDM Signals on DVB-T2. 2024 8th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT). IEEE, 2024. С. 1-5.

12. Tran V.N., Dang T.H. New clipping-and-filtering method for peak-to-average power ratio reduction in OFDM. 2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T). IEEE, 2021. С. 1-5.

13. Xing Z. et al. A hybrid companding and clipping scheme for PAPR reduction in OFDM systems. IEEE Access. 2021. Т. 9. С. 61565-61576.

14. Liu Y., Wang Y., Ai B. An efficient ACE scheme for PAPR reduction of OFDM signals with high-order constellation. IEEE Access. 2019. Т. 7. С. 118322-118332.

НОВЫЕ КНИГИ



Витязев В.В., Волченков В.А., Овинников А.А., Лихобабин Е.А.

Цифровая обработка сигналов: Учебное издание для вузов, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 188 с.: ил.

Рекомендовано Научно-методическим советом ФГБОУ ВО «Рязанский государственный Радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» в качестве учебного пособия для студентов обучающихся по программе высшего образования по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», магистров по 09.04.04 – «Программная инженерия» и специалистов по специальности 12.05.01 – «Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения».

Изложены общие принципы цифровой обработки сигналов. Основное внимание уделено проектированию цифровых фильтров в классе КИХ- и БИХ-цепей. Приводятся теоретические сведения, касающиеся характеристик фильтров, приводятся подробные примеры их проектирования и анализа их характеристик. Рассматриваются инструменты моделирования прохождения сигналов через цифровые фильтры в среде SimInTech. Использование среды SimInTech для проектирования цифровых фильтров и моделирования прохождения сигналов через них отличает данное учебное издание от имеющейся учебной литературы в данной области.