

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**  
( **Н И У « Б е л Г У »** )

**ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
Кафедра информационно-телекоммуникационных систем и технологий**

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОНИЖЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ПИКОВОЙ  
МОЩНОСТИ К СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ СИГНАЛОВ В  
СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ**

**Магистерская диссертация  
Корякова Андрея Викторовича**

**очного отделения  
направления подготовки 11.04.02  
Инфокоммуникационные технологии и системы связи  
2 года обучения группы 07001432**

Научный руководитель  
кандидат технических наук, доцент кафедры  
Информационно-телекоммуникационных  
систем и технологий НИУ «БелГУ»  
Урсол Д.В.

Рецензент  
кандидат технических наук, доцент кафедры  
Информационных систем НИУ «БелГУ»  
Польщиков К. А.

**БЕЛГОРОД 2016**

## **СОДЕРЖАНИЕ**

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. PAPR (ОТНОШЕНИЕ ПИКОВОЙ МОЩНОСТИ К СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ СИГНАЛА).....	6
1.1. Метод расчета и значение для техники параметра PAPR.....	6
1.2. Обзор существующих методов снижения пик-фактора.....	10
2. ОБЗОР МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ .....	13
2.1. Формирование сигналов с ортогональным частотным уплотнением (OFDM).....	13
2.2. Формирование оптимальных канальных сигналов с частотным уплотнением .....	23
3. СОЗДАНИЕ ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ ПОДДЕРЖКИ ДЛЯ МОДЕЛЕЙ РАЗЛИЧНОГО ВИДА ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО УПЛОТНЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА PAPR.....	31
3.1. Алгоритм формирования собственных векторов .....	31
3.2. Расчет PAPR различных видов сигналов.....	35
3.3. Сравнение значения PAPR для OFDM сигналов и на базисе собственных векторов.....	37
3.4. Сравнение значения PAPR для сигналов на базисе собственных векторов с амплитудным ограничением и без него .....	41
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	64
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	65

## **ВВЕДЕНИЕ**

Современное сообщество беспроводной связи сталкивается с проблемами пропускной способности в беспроводных сетях передачи информации. Требования к пропускной способности неуклонно растут, а наряду с ними растут и требования к производительности систем. В сетях беспроводного широкополосного доступа применяются сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием, которые обеспечивают высокую помехоустойчивость приема в условиях межсимвольной интерференции. Эти многочастотные сигналы широко применяются в цифровых системах передачи данных WiFi, WiMAX и т.д.[1, 2, 3]. При всем при этом частотный диапазон все также остается ограниченным, данная проблема наиболее ярко выражена в РФ. Поэтому развитие сетей беспроводного широкополосного доступа происходит в направлении увеличения скорости передачи данных и повышения спектральной эффективности; повышению требований к качеству передачи сообщений.

В сетях беспроводного широкополосного доступа, где используются сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием[4, 3, 6], применяются известные методы манипуляции (фазовая и многопозиционная фазовая, амплитудно-фазовая и др.) Использование таких методов манипуляции предполагает такую структуру сигналов, когда на каждой поднесущей частоте применяется прямоугольная форма вещественной огибающей. Практическое удобство применения известных методов манипуляции заключается в том, что при формировании сигналов с OFDM можно использовать обратное быстрое преобразование Фурье[4, 5]. При приеме таких сигналов реализуется алгоритм быстрого преобразования Фурье и обеспечивается когерентная обработка сообщений. Тем самым достигается практически потенциальная помехоустойчивость приема сигналов.

Усилители мощности это основные компоненты в современных системах беспроводной передачи информации. Они служат для генерации

уровня мощности сигнала, необходимого для преодоления пути между передатчиком и приемником. В идеальном случае усилители должны иметь линейную характеристику. Однако на практике все усилители имеют нелинейные участки характеристик, при прохождении сигнала через которые генерируются нелинейные искажения (комбинационные составляющие), которым особенно подвержены сигналы с переменной огибающей.

Одной из причин, почему нелинейности усилителя необходимо серьезно рассматривать являются высокие пики мощности OFDM сигнала, что иногда делает использование усилителя не эффективным. Поэтому важно рассматривать параметр отношения пиковой мощности сигнала к его средней мощности на интервале передачи, который называется PAPR (Peak to Average Power Ratio). Чем меньше значение PAPR, тем эффективнее передатчик расходует проводимую к нему электрическую энергию (имеет более высокий КПД) и тем меньше происходит искажение сигнала.

Целью данной работы является исследование методов понижения PAPR различных видов сигналов в системах цифровой связи. Для выполнения данной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать программно-алгоритмическую поддержку по формированию канальных сигналов и рассчитать параметр PAPR;
2. Смоделировать канальные сигналы с уплотнением на основе обратного быстрого преобразования Фурье и на основе собственных векторов субполосных матриц;
3. Смоделировать метод понижения PAPR, основанный на амплитудном ограничении сигнала;
4. Рассчитать значение PAPR для моделированных сигналов и сравнить полученные результаты

# 1 PAPR (ОТНОШЕНИЕ ПИКОВОЙ МОЩНОСТИ К СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ СИГНАЛА)

## 1.1 Метод расчета и значение для техники параметра PAPR

Величину отношения пиковой мощности сигнала к его средней мощности на интервале передачи называют PAPR (Peak to Average Power Ratio). Величину PAPR измеряют в децибелах. Особенностью многочастотных систем и в частности OFDM систем является то, что результирующий сигнал является смесью сигналов многих поднесущих, причем сигнал на каждой поднесущей промодулирован информационным сигналом [9, 10]. Таким образом, например, OFDM сигнал, состоящий из множества синусоид с разными значениями начальных фаз и амплитуд (возможное количество фаз и амплитуд зависит от вида модуляции), дает результирующий сигнал, который во временной области может принимать различные значения во время интервала передачи. Такие значения могут в отдельные моменты времени значительно превосходить средний уровень. Теория OFDM систем говорит о том, что распределение амплитуды результирующего сигнала весьма близко к нормальному распределению. Помимо самой величины PAPR важным параметром является вероятность того, что пиковая мощность сигнала превышает данное значение PAPR. Чем выше уровень модуляции (в OFDM системах обычно используют QAM модуляцию), тем выше вероятность события превышения пиковой мощности фиксированного порога PAPR.

Значения PAPR могут быть определены как:

$$PAPR = \frac{\max(|S[n]|^2)}{E\{|S[n]|^2\}}, \text{ при } 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.1)$$

$$PAPR(\text{dB}) = 10 \log_{10}(PAPR) \quad (1.2)$$

где  $S[n]$  представляет отсчеты сигнала,  $\max(|S[n]|^2)$  максимальная мощность сигнала и  $E\{|S[n]|^2\}$  это средняя мощность. Еще одним фактором используемым является амплитудный фактор или коэффициент амплитуды или пик-фактор, который определяется как корень квадратный из PAPR.

$$CF = \frac{\max(|S[n]|)}{E\{|S[n]|\}} \quad (1.3)$$

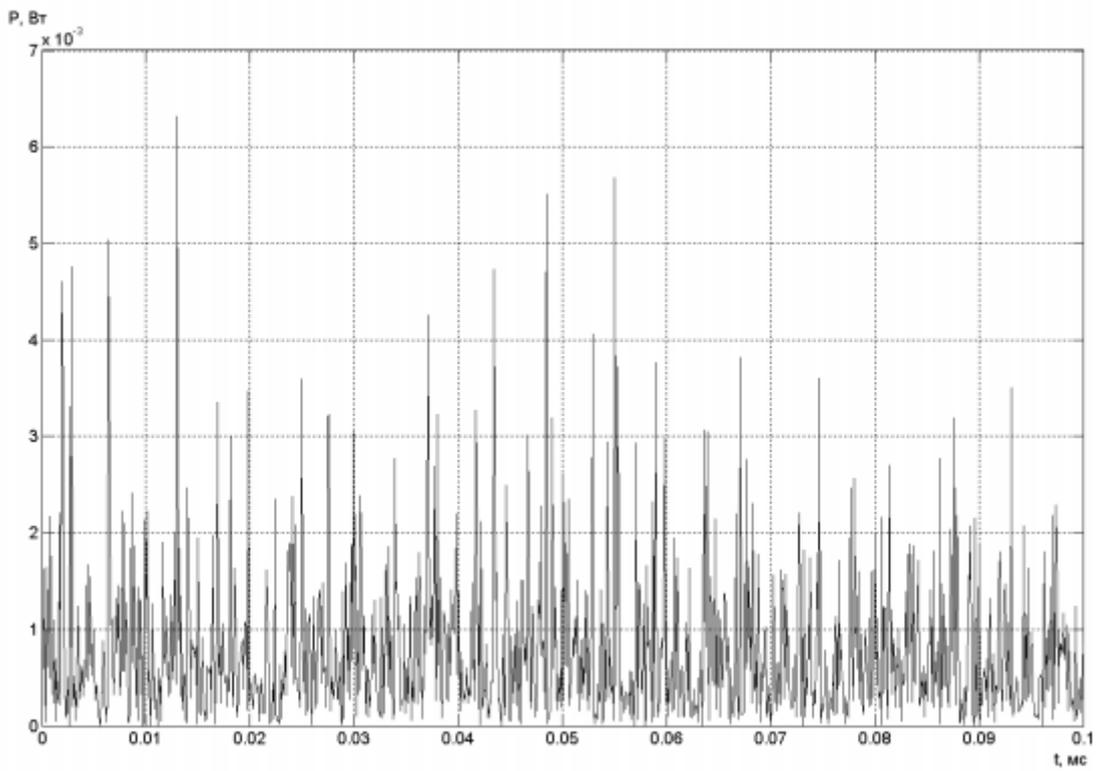
Из уравнения 1.1 видно, что уменьшить PAPR можно путем уменьшения максимальной мощности сигнала или же путем увеличения средней мощности. В действительности, уменьшение максимальной мощности сигнала применяется в большинстве случаев, т.к. увеличение средней мощности приводит к дополнительным помехам. Для снижения PAPR были предложены несколько подходов, которые разделили на три основные категории. Первый подход базируется на технологии кодирования, в котором применяются специальные коды, оказалось, что коды с прямым исправлением ошибки способствуют снижению PAPR. Такой подход не вызывает дополнительных помех, но увеличивает сложность системы передачи информации и уменьшает скорость передачи данных. Второй подход заключается в искажении сигнала, при его применении амплитуда сигнала уменьшается путем его разрушения. Технология отсечения и работа с окнами PAPR относятся к этому методу. Последний подход базируется на скремблировании каждого OFDM символа различными последовательностями, в результате получаются наименьшие значения PAPR.

Усилители мощности — это основные компоненты в современных системах беспроводной передачи информации. Они служат для генерации уровня мощности сигнала, необходимого для преодоления пути между

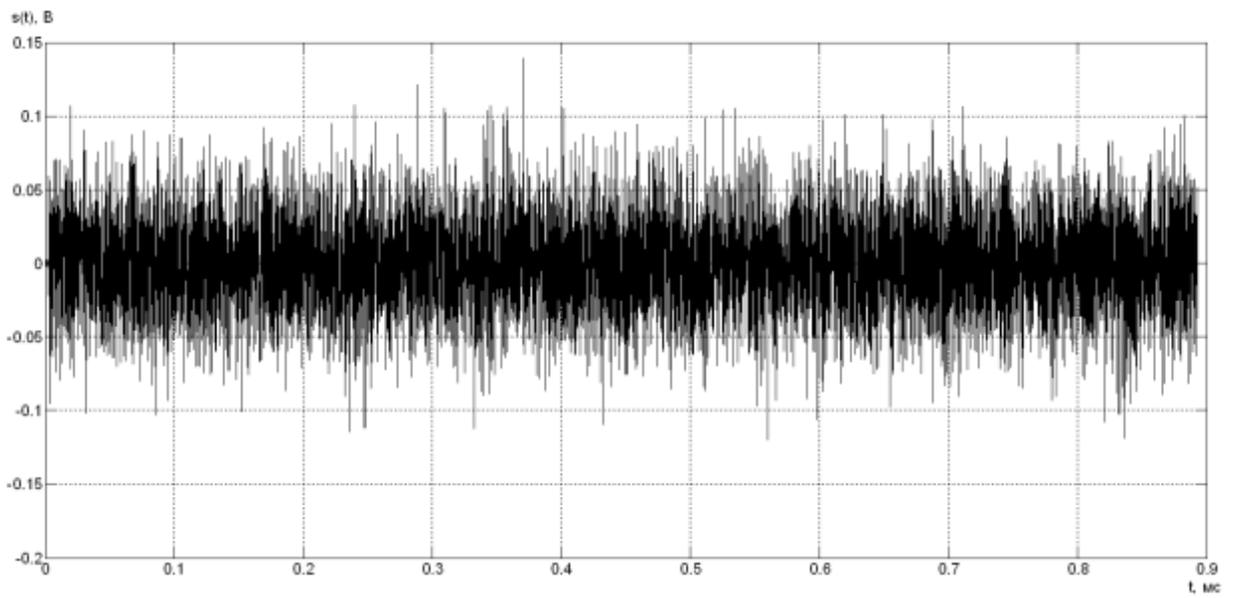
передатчиком и приемником. В идеальном случае усилители должны иметь линейную характеристику [11, 12]. Однако на практике все усилители имеют нелинейные участки характеристик, при прохождении сигнала через которые генерируются нелинейные искажения (комбинационные составляющие), которым особенно подвержены сигналы с переменной огибающей.

Одной из причин, почему нелинейности усилителя необходимо серьезно рассматривать являются высокие пики мощности OFDM сигнала, что иногда делает использование усилителя не эффективным. При сложении синфазных поднесущих, пиковая мощность в  $N$  раз превосходит среднюю мощность на одной поднесущей. В результате образуются так называемые пик-факторы, изображенные на рисунке 1.1 и рисунке 1.2. Такие высокие пик-факторы связаны с многочастотными сигналами и это одна из основных проблем. Данный эффект, если с ним не бороться, требует увеличения динамического диапазона устройств АЦП, ЦАП и выходного усилителя мощности. Это приводит к их неоправданному усложнению, а значит, увеличению стоимости аппаратуры в целом.

Еще более важное соображение связано с тем, что PAPR является основным параметром, определяющим уровень межканальных помех. Для систем OFDM это самый уязвимый показатель. Поэтому эффективное решение проблемы уменьшения PAPR позволит значительно расширить область практического применения OFDM технологии в сотовых системах связи и облегчить их сосуществование с другими технологиями.



**Рисунок 1.1 - Мгновенная мощность OFDM сигнала**



**Рисунок 1.2 - OFDM сигнал во временной области**

Хотя существует множество методов для снижения высокого значения PAPR, все эти подходы имеют соответствующие недостатки, такие как разрушение сигнала и увеличение сложности соответственно. Эти подходы так же не могут гарантировать, что сигнал после обработок избежит нелинейных искажений в усилителе.

## **1.2 Обзор существующих методов снижения пик-фактора**

Основным недостатком многочастотных сигналов (сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием или сигналов с OFDM) является высокое значение пик-фактора колебаний, что приводит к значительному недоиспользованию выходных усилителей по мощности и повышению уровня межсимвольной и внутрисимвольной интерференции. Указанный недостаток сильно ограничивает сферу применения сигналов с OFDM и накладывает дополнительные ограничения на скорость передачи данных и достоверность приема.

Другим недостатком этих сигналов является высокий уровень внеполосных излучений по краям занимаемой полосы частот (малая скорость спада уровня внеполосных излучений), что требует увеличения частотных ресурсов каналов передачи информации. Это оказывается серьезным препятствием на пути внедрения сигналов с OFDM в телекоммуникационные системы.

При формулировке задачи синтеза многочастотных сигналов необходимо учитывать требования на величину пик-фактора колебаний, уровень внеполосных излучений, достоверность приема и другие технико-экономические ограничения. Однако решение такой оптимизационной задачи в общем случае оказывается не возможным. Тем не менее, по крайней мере, для малого числа поднесущих частот и ограниченном числе требований на вид сигналов, такое решение представляло бы интерес для разработчиков аппаратуры беспроводного широкополосного доступа.

Для снижения пик-фактора сигналов с OFDM предложено множество методов, которые можно условно разделить на три класса [13, 14, 15]:

- методы, основанные на блочном кодировании (коды, построенные на основе комплементарных последовательностей Голея, кодов Рида-Мюллера, методы добавления поднесущих),

- методы, основанные на амплитудном ограничении сигналов (клиппирование, компандирование, фильтрация),

- вероятностные методы (методы избранных отображений, неполных последовательностей, расширения сигнальных созвездий).

Методы с блочным кодированием отображают множество возможных информационных символов во множество сигналов с OFDM с низким значением пик-фактора. В методах, основанных на амплитудном ограничении, передаваемые сигналы клиппируются или в более сложных случаях компандируются. Пик-фактор таких сигналов меньше, чем у сигналов без ограничения, но уровень внеполосных излучений и внутрисимвольной интерференции выше. В отличие от предыдущих методов вероятностные методы снижения пик-фактора сигналов с OFDM не исключают сигналы с большим пик-фактором, а снижают вероятность их появления. В вероятностных методах для одного набора информационных символов формируется несколько сигналов с OFDM и выбирается тот, у которого пик-фактор наименьший. При этом необходимо передавать служебную информацию о сделанном выборе.

Методы снижения пик-фактора, основанные на блочном кодировании, потенциально способны решить задачу построения сигналов с OFDM с относительно низким пик-фактором, высокой скоростью кодирования и умеренной сложностью алгоритмов. Однако этот метод практически пригоден только для количества поднесущих частот не более 100 при низкой скорости кодирования (не больше 0,5) [16, 17].

Существуют также методы снижения пик-фактора, основанные на комбинировании методов разных классов.

Для значительного снижения пик-фактора сигналов с OFDM при большом количестве поднесущих методами блочного кодирования сохранении неизменной скорости передачи информации необходимы дополнительные поднесущие для передачи систематической части используемых кодов. Увеличение количества поднесущих в заданной полосе частот при решении задачи снижения пик-фактора сигналов с OFDM возможно путем их введения в участки по краям полосы частот. Эти участки полосы частот, освобождаются в случае, когда на поднесущих частотах будут применяться спектрально-эффективные методы манипуляции, обеспечивающие снижения уровня внеполосных излучений.

Другим методом снижения пик-фактора колебаний является использование на каждой поднесущей частоте оптимальных сигналов, формы которых получены в результате решения оптимизационной задачи, при наличии ограничений на величину пик-фактора колебаний и уровень внеполосных излучений.

Такие подходы к снижению пик-фактора случайных последовательностей сигналов с OFDM не могут находиться в отрыве от реальных структур приемно-передающих трактов радиомодемов сигналов с OFDM. В телекоммуникационных системах передачи информации формирование и прием

## 2 ОБЗОР МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

### 2.1 Формирование сигналов с ортогональным частотным уплотнением (OFDM)

Технология OFDM представляет собой передачу данных на множестве поднесущих. Суть заключается в том, что высокоскоростной поток данных разбивается на множество (от десятков до тысяч) менее скоростных потоков, которые передаются параллельно соответствующих поднесущих.

За счет разделения передаваемого высокоскоростного потока данных на большое (100–1000) количество относительно низкоскоростных подпотоков, каждый из которых модулируется своей поднесущей, сигналы с OFDM обеспечивают высокую помехоустойчивость приема в условиях интерсимвольной интерференции. Сигналы с OFDM формируются с помощью математического процессора, выполняющего быстрое преобразование Фурье. Полученные на выходе этого устройства временные отсчеты через цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и выходные цепи передатчика поступают в канал передачи. Обязательным условием является то, что сигналы на всех поднесущих ортогональны [18,19].

На рис. 2.1. Показан сигнал в частотной и временной областях для случая четырех поднесущих и модуляции BPSK. По оси частот показаны значения амплитуд сигналов на поднесущих  $A_0, \dots, A_3$  для поднесущих  $f_0, \dots, f_3$ , по оси времени показаны огибающие сигнала на каждой из поднесущих. Разнос между поднесущими  $\Delta f = 1/T$ .

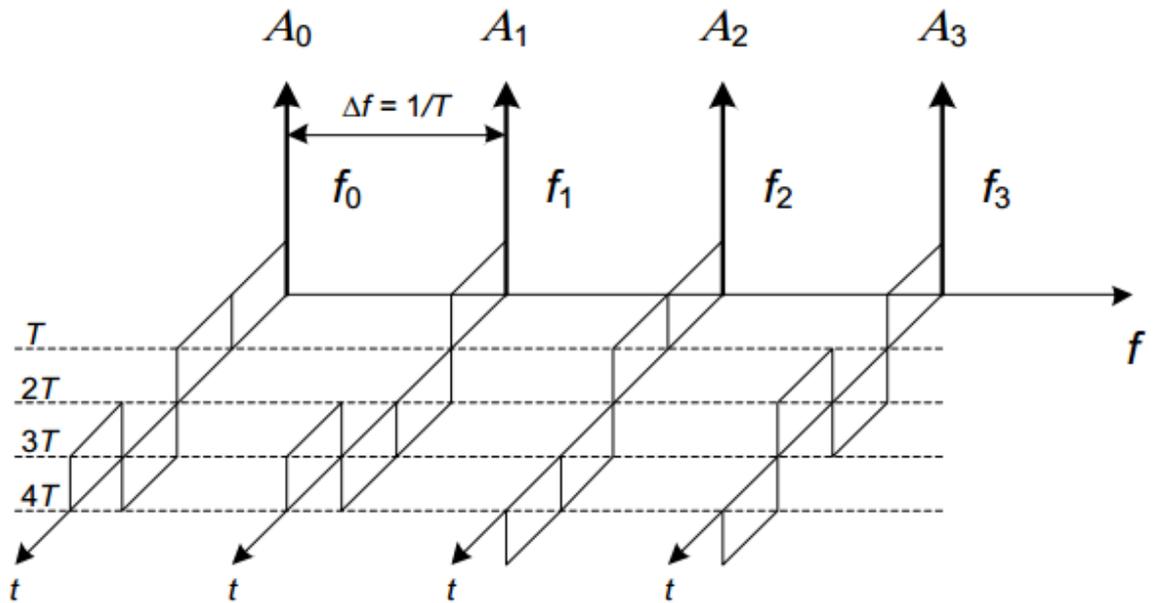


Рисунок 2.1 – OFDM сигнал в частотной и временной областях

Во временной области сигнал с OFDM представляет суперпозицию колебаний всех поднесущих. На рисунке. 2.2. представлена временная форма сигнала с OFDM. Как можно заметить, в период символа должно помещаться целое число периодов каждой поднесущей [20,21].

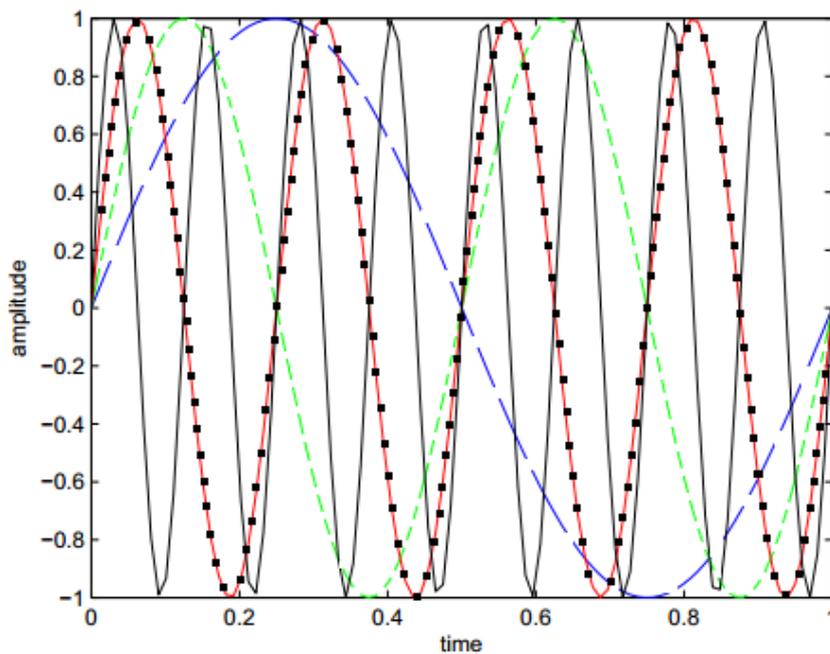
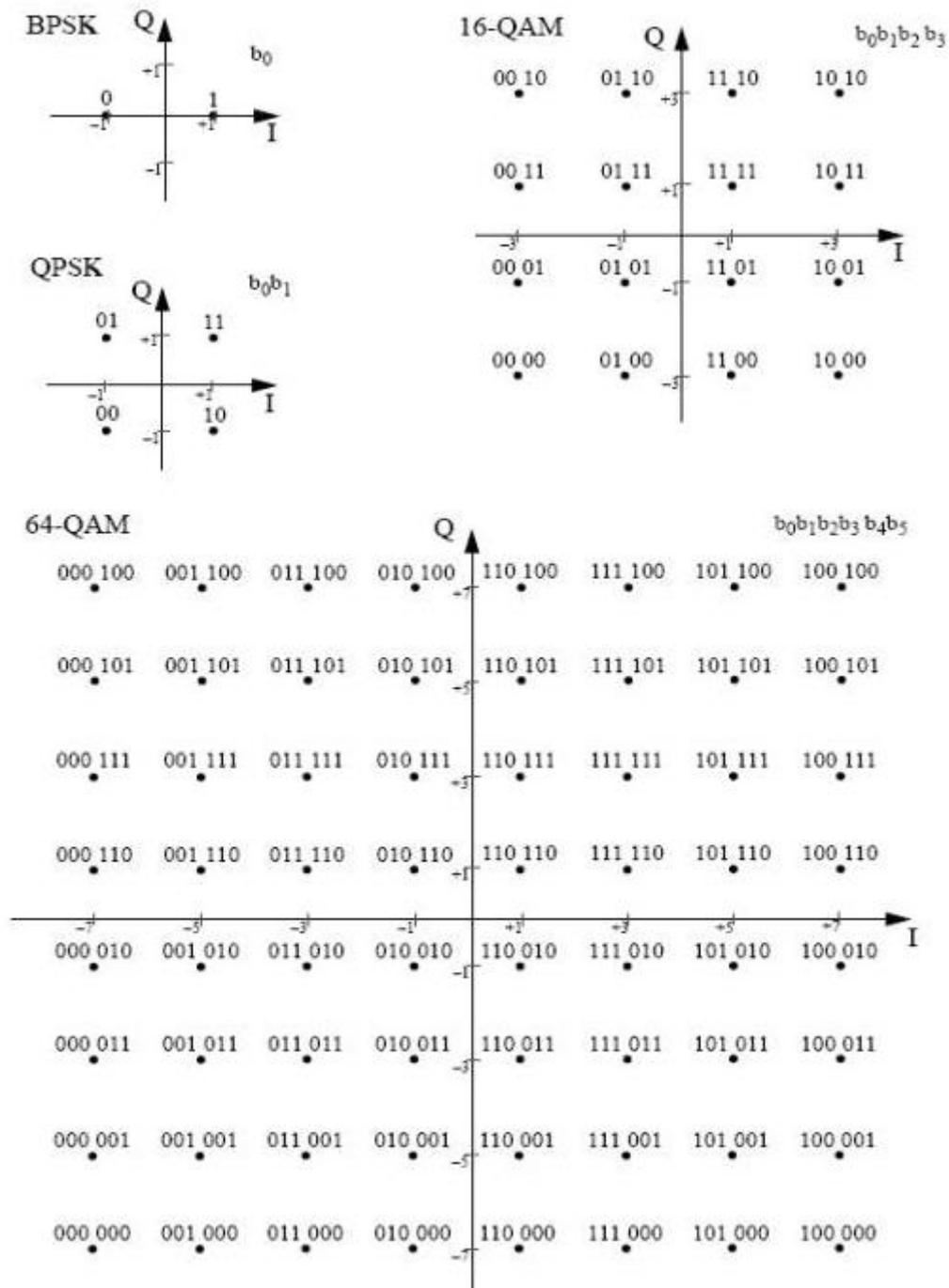


Рисунок 2.2 - OFDM сигнал во временной области

Технология OFDM широко применяется в условиях межсимвольной интерференции, образующаяся в результате отражений сигнала от объектов. Степень мешающего действия межсимвольной интерференции и вероятность ошибочного приема зависят от степени перекрытия передаваемых информационных символов. Поэтому для улучшения качества приема сигналов в таких условиях целесообразно увеличивать длительность символа  $T$ . Это можно сделать за счет снижения информационной скорости передачи, что не всегда позволяют требования, предоставляемые к системам беспроводной передачи информации (СБПИ) [22, 24, 53].

Одним из известных способов борьбы с межсимвольной интерференцией, основанных на увеличении длительности символа  $T$ , является применение методов многопозиционной модуляции, при которых длительность  $T_s$  на выходе модулятора увеличивается в  $\log_2 M$  по сравнению с символом данных  $T_b$ , откуда  $T_s = T_b \log_2 M$ , где  $M$  число сигнальных точек на сигнальном созвездии. При формировании таких сигналов используются различные типы фазовой и амплитудно-фазовой манипуляций, такие как BPSK, QPSK, QAM-16, QAM-32 и т.д. На рисунке. 2.3 показаны сигнальные созвездия для различных типов манипуляции.



**Рисунок 2.3 - Созвездия для BPSK, QPSK, QAM-14 и QAM-64**

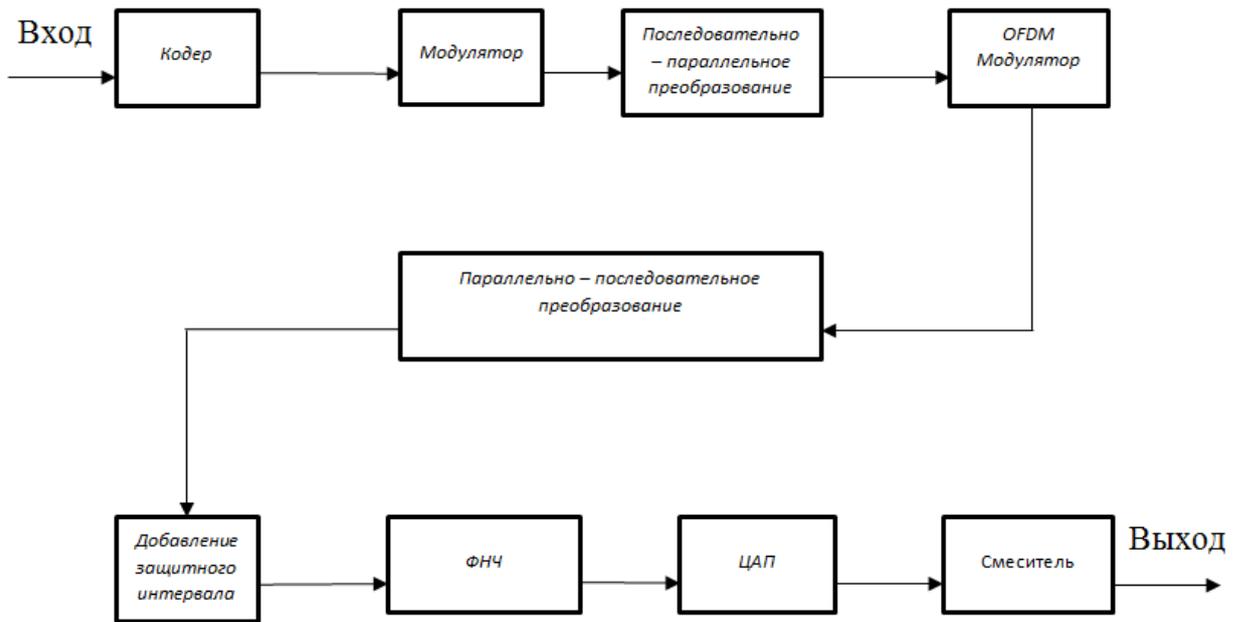
Из самого названия OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), а также из рисунка 2.2 видно, что основным условием OFDM сигнала является ортогональность всех поднесущих. Несоблюдение условия ортогональности ведет к невозможности разделения несущих на приемной стороне, а как следствие к потере данных. То есть для сигналов с OFDM должно выполняться следующее условие:

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, \quad k \neq l \quad (2.1)$$

где  $T$  – длительность символа,  $f_l, f_k$  – поднесущие  $k$  и  $l$ . При выполнении условия ортогональности отсутствует интерференция между поднесущими. Что дает возможность плотного расположения поднесущих и тем самым увеличить спектральную эффективность сигнала. [25, 26, 28]

С появлением технологий цифровой обработки сигналов, реализация технологий OFDM стала возможна. Для формирования и демодуляции таких сигналов используются математические процессоры, выполняющие БПФ. Классическая схема формирования сигналов OFDM представлена на рисунке. 2.4.

Цифровой поток данных поступает на блок помехоустойчивого кодирования, после добавления избыточных битов поток данных поступает на вход модулятора (мэппера). Мэппер преобразует поток данных в комплексные символы, в соответствии с применяемым законом манипуляции. Далее комплексные преобразуются из последовательного потока в  $N$  параллельных потоков, которые поступают на OFDM модулятор, в котором к ним добавляется служебная информация, после чего полученные символы обрабатываются математическим процессором, а именно производится операция обратного преобразования Фурье. После OFDM модулятора параллельные потоки преобразуются обратно в последовательный, к которому добавляется защитный интервал (ЗИ). Преобразование цифрового сигнала в аналоговый осуществляется с помощью ЦАП [27, 29, 55]. ФНЧ необходим для отсекающего повторяющихся составляющих спектра. После всех операций сигнал подается на смеситель (обычно квадратурный модулятор) в котором переносится на радио частоту и далее излучается в эфир. Стоит отметить, что данная схема является обобщенной и может быть изменена в различных приложениях.



**Рисунок 2.4 - Схема формирования OFDM сигнала**

В результате после прохождения блока OFDM модулятора в котором используется ОБПФ, результирующие выборки сигнала могут быть записаны как:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.2)$$

После прохождения формирующего фильтра с ИХ  $g(t)$  который иногда включен в ЦАП, комплексная огибающая сигнала может быть представлена как:

$$x(t) = \rho(t) e^{j\psi(t)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) g(t - nT - mN(T + T_g)), \quad (2.3)$$

где  $T$  это период символа,  $T_g$  длина защитного интервала.

В реальных условиях аппаратура формирования сигналов с OFDM включает в себя блоки помехоустойчивого кодирования, перемежения, блоки тактовой и цикловой синхронизации, блоки введения защитного интервала и др. [33, 34]

Системы беспроводной передачи информации с OFDM сигналом эффективны в условиях многолучевого распространения. Это обуславливается тем, что передача идет параллельно на многих несущих и если какая-либо несущая попадет в область глубоких замираний, то разрушенная информация сможет быть восстановлена на приемной стороне благодаря корректирующим кодам [58, 60] Но в OFDM системах применяется еще один способ борьбы с отраженными сигналами, так называемый циклический префикс, изображенный на рисунке 2.5. Циклический префикс (ЦП) представляет из себя часть конца OFDM символа, помещенную в начало кадра. В зависимости от условий в которых применяется OFDM система ЦП может иметь разную длину:  $T_g = 1/4T, 1/8T, 1/16T, 1/32T$ , где  $T$  это период OFDM символа. ЦП рассчитывается таким образом, чтобы при передаче OFDM символа на его длительность приходились все отраженные лучи. [36, 37]

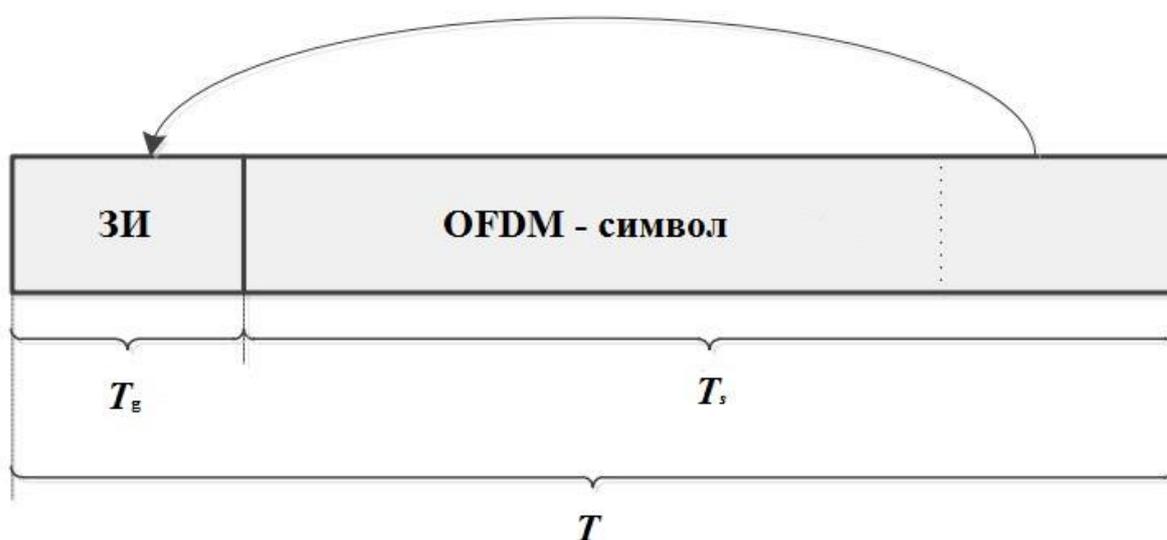
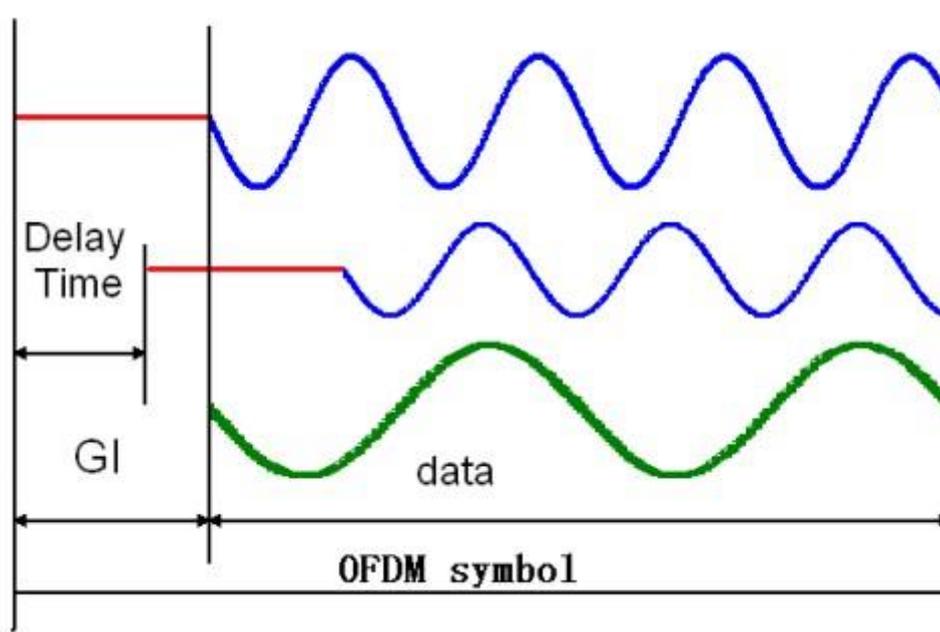


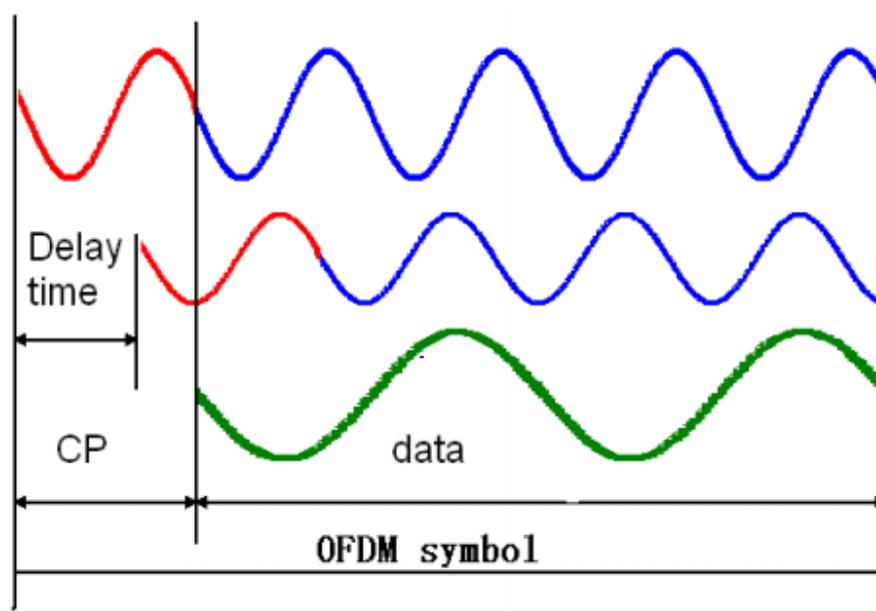
Рисунок 2.5 - Защитный интервал

Необходимость введения защитного интервала можно продемонстрировать следующими двумя рисунками. На рисунке 2.6. показана поднесущая и ее задержанная копия, при обработке в приемнике отраженная копия будет вызывать интерференцию с первой поднесущей, так как в период символа не укладывается целое число периодов поднесущей, т.е. теряется ортогональность и образуется корреляция [39, 40]



**Рисунок 2.6 - Система OFDM без циклического префикса**

С другой стороны, на рисунке 2.7. показана та же ситуация с использованием циклического префикса. Не трудно заметить, что пока длина циклического префикса больше чем задержка в канале, то на период полезного символа будет приходиться целое число периодов поднесущих, тем самым межсимвольная и межканальная интерференции полностью устраняются [41, 46].



**Рисунок 2.7 - Система OFDM с циклическим префиксом**

Выбор длительности циклического префикса очень важен, поскольку длинное время по сравнению с периодом символа может ухудшить энергетическую эффективность. Это обусловлено тем, что в моменты времени циклический префикс не передается никакой полезной информации. Обычно циклический префикс выбирается таким образом, чтобы быть равным от двух до четырех среднеквадратичных значений времени задержки [8, 43, 45].

## 2.2 Формирование оптимальных канальных сигналов с частотным уплотнением

Формирование канальных сигналов конечной длительности с максимальной концентрацией энергии в заданной частотной полосе является одной из самых важных проблем передачи информации в режиме частотного уплотнения. Известные в настоящее время методы формирования канальных сигналов в системах мобильной связи и радиодоступа не являются оптимальными в этом смысле, так как в основе их используется принцип обеспечения, прежде всего определённого уровня верности передачи. Используемые при этом канальные сигналы занимают слишком большую ширину полосы, что для исключения интерференционного влияния на соседние каналы требует введения так называемых заградительных полос и это не позволяет реализовывать потенциально достижимую скорость передачи.

Таким образом, разработка метода синтеза сигналов конечной длительности, оптимальных в смысле максимальной концентрации энергии в заданных частотных интервалах, является актуальной задачей. Именно в такой постановке проблема формирования канальных сигналов и рассматривается в данной работе [47, 48]

Математическая формулировка проблемы формирования оптимальных канальных сигналов имеет вид

$$P_V = \int_{v \in V} |X(v)|^2 dv = \max \quad (2.4)$$

при условии

$$\|\vec{x}_N\|^2 = \sum_{i=1}^N x_i^2 = c^2 \quad (2.5)$$

где  $\vec{x}_N = (x_1, \dots, x_N)^T$  - вектор, компоненты которого являются искомыми отсчётами канального сигнала; подынтегральная функция является квадратом модуля трансформанты Фурье

$$X(v) = \sum_{k=1}^N x_k \exp(jv(k-1)); \quad (2.6)$$

$V$  - заданный частотный интервал

$$V = [-v_2, -v_1) \cup [v_1, v_2), \quad (2.7)$$

границы которого удовлетворяют условию  $0 \leq v_1 < v_2 \leq \pi$ .

При этом, как известно, справедливо представление для компонент рассматриваемого вектора на основе трансформанты Фурье

$$x_i = \int_{-\pi}^{\pi} X(v) \exp(-jv(i-1)) dv / 2\pi, i = 1, \dots, N. \quad (2.8)$$

Квадрат модуля правой части представления (2.8) характеризует распределение энергии сигнала по оси частот, при этом имеет место равенство Парсеваля

$$\|\vec{x}\|^2 = \int_{-\pi}^{\pi} |X(v)|^2 dv / 2\pi = \sum_{k=1}^N x_k^2 \quad (2.9)$$

Может показаться, что для вычисления значения  $P_V$  необходимо определить модуль трансформанты Фурье во всех точках используемого частотного интервала, чтобы затем выполнить интегрирование. Однако это не так, что легко показать, подставив в правую часть определения (2.4) представление (2.8) и выполнив несложные преобразования.

В результате нетрудно получить представление

$$P_V = \bar{x}' A \bar{x}, \quad (2.10)$$

Которое, позволяет вычислить искомую долю энергии вектора конечной размерности в заданном частотном интервале без предварительного вычисления трансформанты Фурье. [49, 50]

Здесь  $A$  - квадратная, симметричная субполосная матрица с элементами

$$A = \{a_{ik}\}, i, k = 1, \dots, N, \quad (2.11)$$

$$a_{ik} = \int_{v \in V} \exp[-jv(i-k)] dv / 2\pi, j = \sqrt{-1}. \quad (2.12)$$

Отсюда и из определения (2.7) следует окончательное выражение для искомых элементов матрицы в представлении (2.11)

$$\begin{aligned} a_{ik} &= \{\sin[v_2(i-k)] - \sin[v_1(i-k)]\} / [\pi(i-k)], i \neq k; \\ a_{ik} &= (v_2 - v_1) / \pi, i = k. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Забегаая вперёд, отметим, что матрицы с такими элементами возникают и при рассмотрении проблемы полосовой оптимальной фильтрации. Поэтому представляется уместным именовать их субполосными матрицами, подразумевая соответствие выбранному частотному интервалу.

Исходя из выражения (2.11) условие вариационной задачи (2.4) можно представить в виде

$$\bar{x}^T A \bar{x} - \lambda \|\bar{x}\|^2 = \max. \quad (2.14)$$

Для достижения поставленной задачи (2.14) или (2.4) необходимо выполнение условия

$$\lambda \bar{x} = A \bar{x}. \quad (2.15)$$

Тем самым, помножив обе части выражения (2.15) на  $\bar{x}^T$  мы получаем выражение

$$\begin{aligned} \bar{x}^T \lambda \bar{x} &= \bar{x}^T A \bar{x}, \\ \bar{x}^T \bar{x} &= c^2, \\ \lambda c^2 &= \bar{x}^T A \bar{x} = \max \end{aligned} \quad (2.16)$$

Таким образом, из равенства следует, для достижения условия поставленной вариационной задачи (2.4), необходимо чтобы значение  $\lambda$  было максимальным или близким к максимальному значению.

Поскольку, матрица с элементами (2.13) является положительно определённой, и в силу симметричности обладают полным набором ортогональных собственных векторов, удовлетворяющих условиям

$$\lambda_i \bar{q}_i = A \bar{q}_i \quad (2.17)$$

где для определённости предполагается, что собственные числа упорядочены по убыванию и обладают следующими свойствами

$$\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0; \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \|\bar{q}_i\|^2 &= \sum_{k=1}^N q_{ki}^2 = 1; \\ (\bar{q}_k, \bar{q}_i) &= \sum_{r=1}^N q_{ri} q_{rk} = 0, i \neq k. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Исходя из условия (16) значения собственных чисел соответствующих собственных векторов не превышают единицу, поскольку

$$\lambda_i = \frac{1}{2\pi} \int_{w \in V} |Q_i(w)|^2 dw \leq \sum_{k=1}^N q_{ik}^2 \quad (2.20)$$

$$Q_i = \sum_{k=1}^N q_{ik} e^{-jw(k-1)} \quad (2.21)$$

Таким образом, из условия (2.20) следует, что собственные векторы, энергия которых максимально сосредоточена в заданной полосе, обладают соответствующими собственными числами, значения которых равны или близки к единице.

Суть метода состоит в формировании канального сигнала на основе собственных векторов с определенными коэффициентами, которыми являются

информационные биты исходного сигнала [51]. Последовательность бит должна иметь биполярный вид. Такой вид исходной последовательности исключает возможность потери собственного вектора при перемножении на нулевой коэффициент.

Для формирования оптимального канального сигнала, прежде всего, следует вычислить элементы субполосной матрицы  $A$  для заданного частотного интервала по формуле (2.13).

Количество собственных чисел близких или равных единице определяют сколько собственных векторов удовлетворяют условию по оптимальному занятию выделенной полосы частот, тем самым можно определить количество бит  $J$ , которые можно передать в выбранной последовательности, при том что один бит соответствует одному собственному вектору.

Формируем матрицу  $Q_1 = \{\vec{q}_1, \vec{q}_2, \dots, \vec{q}_J\}$  размерностью  $[N \times J]$ , состоящую из собственных векторов  $\vec{q}$ , соответствующие собственные числа которых близки или равны единице.

Пусть задан информационный вектор размерностью  $J$ , в виде последовательности бит, который подлежит передаче по каналу связи в частотном интервале вида (2.5) с использованием канального дискретного сигнала (вектора).

$$\vec{e} = (e_1, \dots, e_J)'. \quad (2.22)$$

Вектор  $\vec{e}$  представляет собой набор двоичных значений, принимающих значения 1 либо -1.

Формирования канального сигнала осуществляется по формуле

$$\bar{x} = Q_1 \cdot \bar{e} = (\bar{q}_1, \bar{q}_2, \dots, \bar{q}_J) \cdot \bar{e} = \sum_{i=1}^J e_i \bar{q}_i. \quad (2.23)$$

Поскольку собственные вектора ортогональны то, сформированный канальный сигнал обладает хорошей помехоустойчивостью, сравнимой с помехоустойчивостью канального сигнала, сформированного с использованием фазовой модуляции.

Свойство ортогональности собственных векторов позволяет записать равенство

$$Q \cdot Q^T = 1. \quad (2.24)$$

На приемной стороне регистрируются  $N$  значений, и осуществляется перемножение на заранее известную транспонированную матрицу собственных векторов  $Q$  и исходя из условия (2.19) можно восстановить переданный информационный вектор.

$$\bar{e} = Q^T \cdot \bar{x} = Q^T \cdot Q \cdot \bar{e} = 1 \cdot \bar{e},$$

где  $\bar{e}$  восстановленный информационный вектор.

Таким образом, имея идеальный канал связи, т.е. передача канального сигнала осуществляется без искажений и помех, восстановленный вектор будет совпадать с первоначальным.

Если,  $\hat{x} = \bar{x} + \bar{\varepsilon}$ , где  $\bar{\varepsilon}$  - помехи в канале связи, то необходимо использовать решающую процедуру отнесения символа  $e_i$  к 1 или к 0, на основе скалярных произведений  $\hat{e}_i = e_i + (\bar{\varepsilon}_i \bar{q}_i)$ .

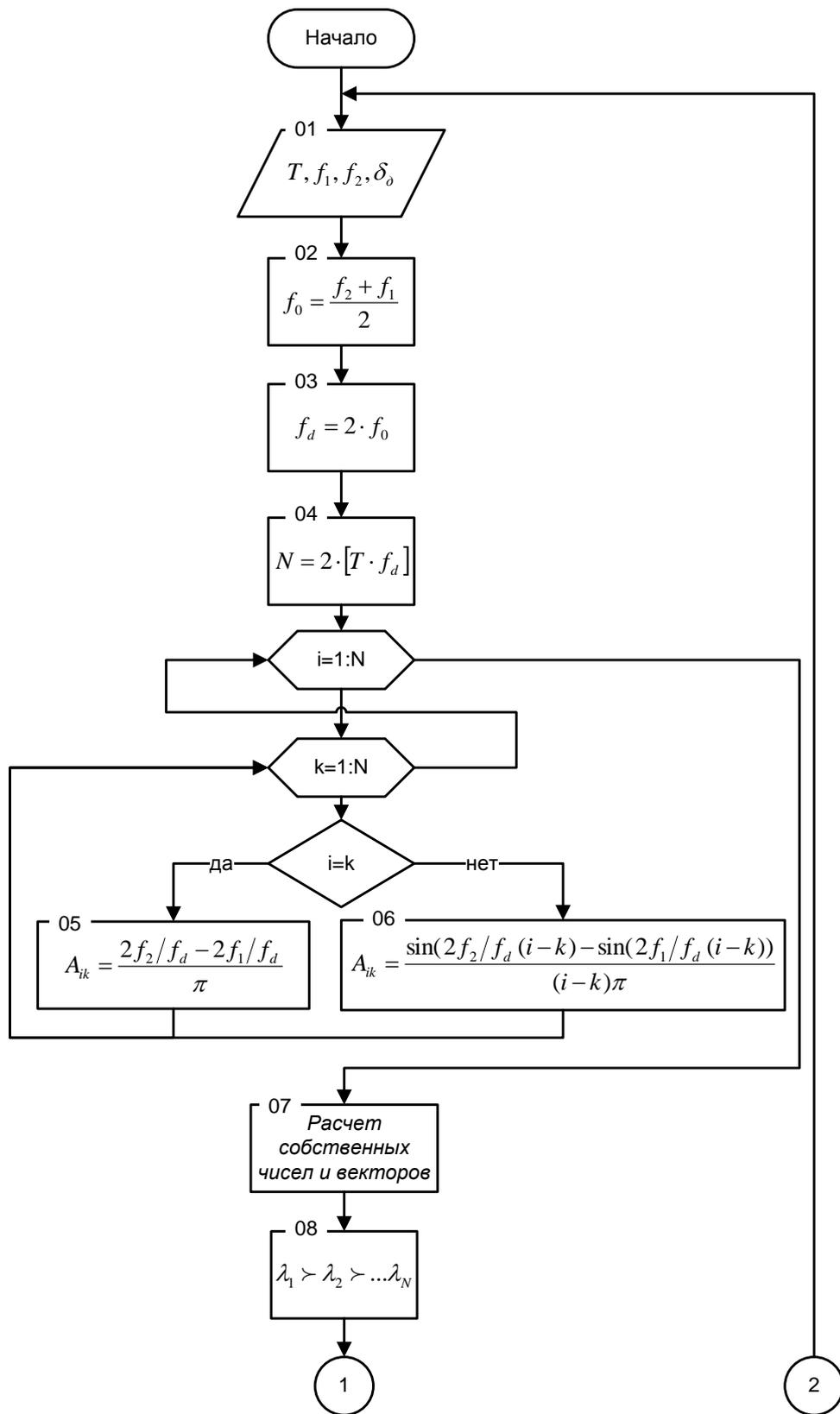
Решающее устройство с порогом  $h=0$ , принимает решение о наличии логической единицы, если  $\hat{e}_i > 0, i = 1 \dots J$  или логического нуля, если  $\hat{e}_i < 0, i = 1 \dots J$ , таким образом восстанавливая исходный информационный вектор. Безопасность передачи информации обеспечивается за счет перестановок собственных векторов перед формированием канального сигнала, что потребует знание точного расположения переставленных собственных векторов при восстановлении данных на приемной стороне, ключом данного метода защиты будет являться карта точного расположения собственных векторов.

Таким образом, данный метод позволяет существенно повысить эффективность использования частотных ресурсов путем минимизации доли энергии за пределами заданного частотного интервала, также при этом существенно понизить интерференцию между соседними каналами.

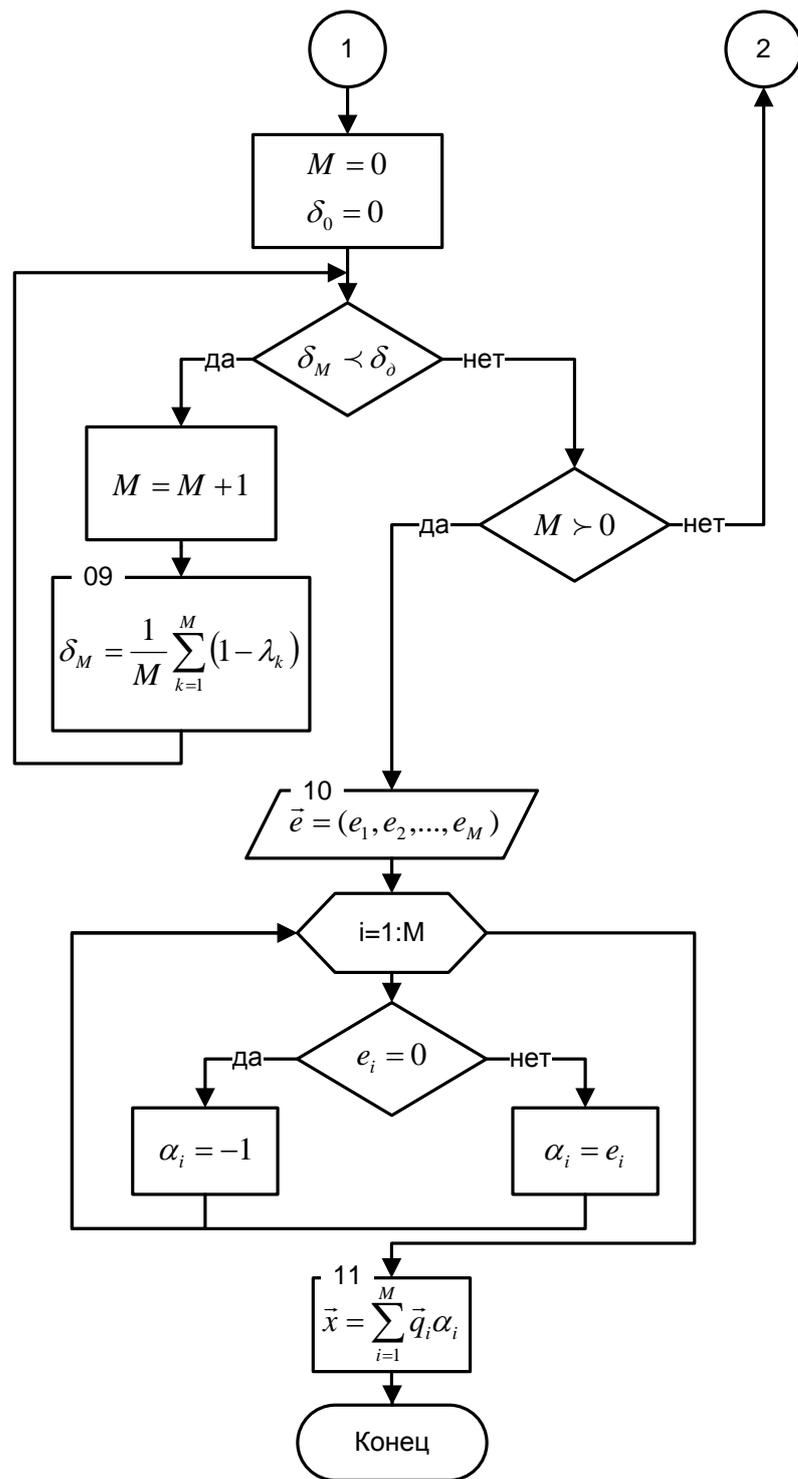
### **3 СОЗДАНИЕ ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ ПОДДЕРЖКИ ДЛЯ МОДЕЛЕЙ РАЗЛИЧНОГО ВИДА ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО УПЛОТНЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА PAPR**

#### **3.1 Алгоритм формирования собственных векторов**

Алгоритм формирования оптимальных канальных сигналов представлен на рисунке 3.1 и 3.2.



**Рисунок 3.1 – Алгоритм формирования оптимальных канальных сигналов. Предварительные вычисления**



**Рисунок 3.2 – Алгоритм формирования оптимальных канальных сигналов**

Далее представлено словесное описание алгоритма:

1. Блок загрузки исходный данных:

$T$  - длительность передачи информации,

$f_1, f_2$  - нижняя и верхняя границы частотного интервала в Гц,

$\delta_0$  - допустимый уровень просачивания энергии;

2. Вычисление центральной частоты  $f_0$ ;
3. Вычисление частоты дискретизации  $f_d$ ;
4. Вычисление размерности матрицы, где квадратные скобки - взятие целой части;
5. Расчет элемента субполосной матрицы при  $i = k$ :

$$A_{ik} = \frac{2f_2/f_d - 2f_1/f_d}{\pi};$$

6. Расчет элемента субполосной матрицы при  $i \neq k$ :

$$A_{ik} = \frac{\sin(2f_2/f_d (i-k)) - \sin(2f_1/f_d (i-k))}{(i-k)\pi};$$

7. Вычисление собственных чисел и векторов;
8. Упорядочивание собственных векторов по убыванию собственных чисел;
9. Выбираем  $M$  собственных чисел, удовлетворяющих условию:

$$\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (1 - \lambda_k) < \delta_0;$$

10. Считывается информационный вектор  $\vec{e} = (e_1, e_2, \dots, e_M)$ ;

11. Формирование канального сигнала  $\vec{x} = \sum_{i=1}^M \vec{q}_i \alpha_i$ .

### 3.2 Расчет PAPR различных видов сигналов

Для сигналов с уплотнением на основе собственных векторов субполосных матриц был исследован параметр PAPR и его зависимость от числа используемых векторов, и длительности сигнала.

**Таблица 3.1 Зависимость PAPR от количества используемых векторов**

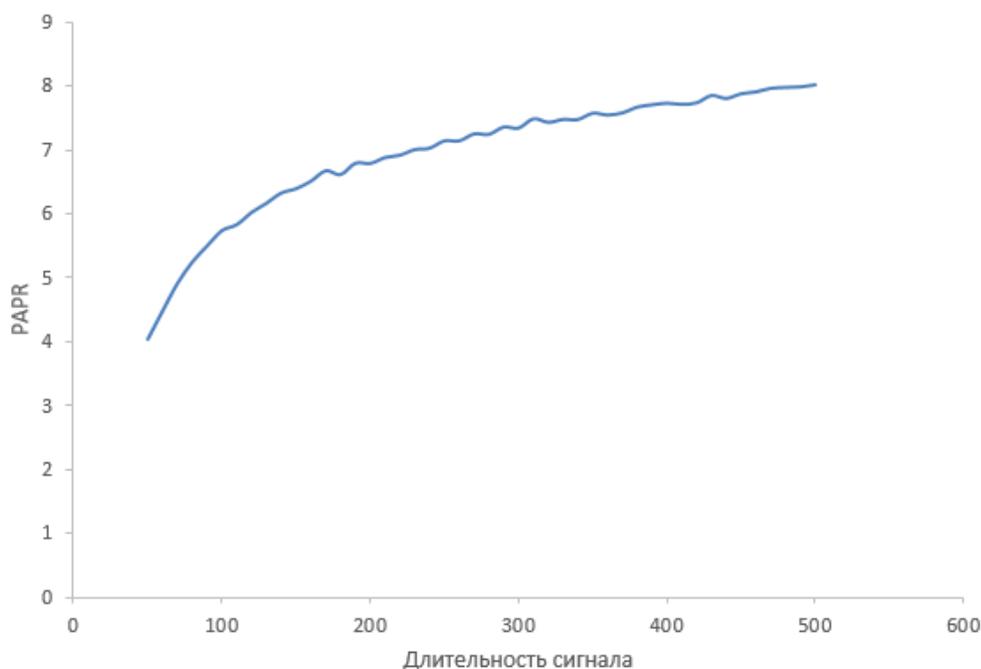
Длительность сигнала	Количество векторов		
	2	4	6
N			
N=50	4.0407	6.0464	7.7455
N=60	4.4822	5.4983	7.7478
N=70	4.8795	5.2475	7.7905
N=80	5.0283	5.2969	7.3324
N=90	5.4097	5.4968	6.8507
N=100	5.7395	5.7614	6.2331
N=110	5.9557	5.9644	5.9882
N=120	6.1582	6.2047	5.9352
N=130	6.3366	6.3563	6.1400
N=140	6.5066	6.5426	6.3217
N=150	6.6591	6.6907	6.5054
N=160	6.8060	6.8336	6.6194
N=170	6.9386	6.9410	6.8020
N=180	7.0686	7.1131	6.8853
N=190	7.1869	7.2052	6.9695
N=200	7.3024	7.3325	7.0931
N=210	7.4099	7.4509	7.2391
N=220	7.5128	7.5186	7.3205
N=230	7.6118	7.6006	7.3751
N=240	7.7040	7.7063	7.4973
N=250	7.7959	7.8171	7.5794
N=260	7.8809	7.8758	7.6598
N=270	7.7479	7.9867	7.7494
N=280	7.0497	7.8426	7.7728
N=290	8.0468	8.2195	7.8502
N=300	8.1378	8.2417	7.9435

По результатам таблицы 3.1 можно сделать вывод, что для разной длительности сигнала минимальное значение PAPR приходится на разное количество векторов. Чем больше используется векторов, тем меньше разброс PAPR, но при этом не достигается оптимального значения.

В таблице 3.2 для каждой длительности сигнала используется заданное количество векторов, что позволяет оптимально подобрать значения PAPR в зависимости от нужных параметров

**Таблица 3.2 Зависимость PAPR от количества используемых векторов**

Длит. Сигнала (кол. векторов)	PAPR	Длит. Сигнала (кол. векторов)	PAPR	Длит. Сигнала (кол. векторов)	PAPR
N=50 (2)	4.0407	N=210 (10)	6.8791	N=370 (18)	7.5760
N=60 (2)	4.4822	N=220 (10)	6.9159	N=380 (18)	7.6668
N=70 (3)	4.9116	N=230 (11)	7.0029	N=390 (19)	7.7021
N=80 (3)	5.2456	N=240 (11)	7.0244	N=400 (19)	7.7279
N=90 (4)	5.4971	N=250 (12)	7.1394	N=410 (20)	7.7094
N=100 (4)	5.7369	N=260 (12)	7.1390	N=420 (20)	7.7330
N=110 (5)	5.8304	N=270 (13)	7.2481	N=430 (21)	7.8478
N=120 (5)	6.0212	N=280 (13)	7.2405	N=440 (21)	7.8025
N=130 (6)	6.1640	N=290 (14)	7.3552	N=450 (22)	7.8748
N=140 (6)	6.3234	N=300 (14)	7.3389	N=460 (22)	7.9043
N=150 (7)	6.3924	N=310 (15)	7.4840	N=470 (23)	7.9605
N=160 (7)	6.5095	N=320 (15)	7.4283	N=480 (23)	7.9743
N=170 (8)	6.6716	N=330 (16)	7.4743	N=490 (24)	7.9835
N=180 (8)	6.6131	N=340 (16)	7.4730	N=500 (25)	8.0151
N=190 (9)	6.7901	N=350 (17)	7.5711		
N=200 (9)	6.7865	N=360 (17)	7.5436		



**Рисунок 3.1 – Зависимость PAPR от длительности сигнала**

Из рисунка 3.1 видно, что чем выше длительность сигнала, тем больше значение PAPR.

### **3.3 Сравнение значения PAPR для OFDM сигналов и на базисе собственных векторов**

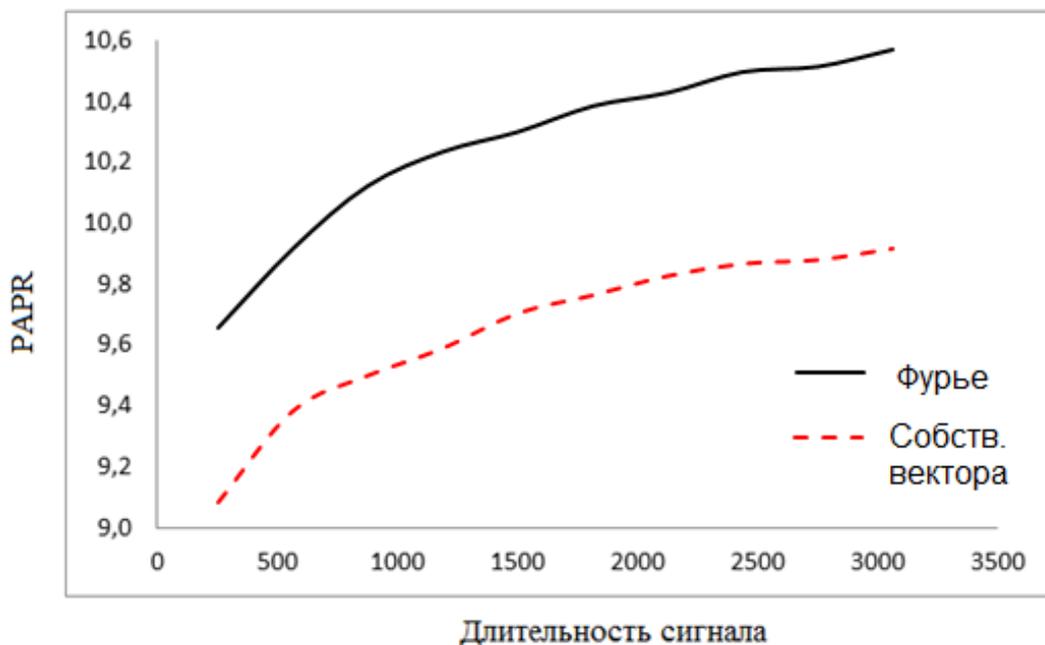
Для сравнения значений PAPR были использованы параметры, при которых скорость у исследуемых сигналов была равная. Менялось значение  $N_{\text{vect}}$  – количество используемых базисных функций и размерность базиса Фурье. Вычислялось среднее значение из выборки порядка 1000 экспериментов на каждое значение PAPR. При уплотнении QAM модуляции для обоих базисов уплотнения.

В таблице 3.4 приведены значения PAPR для сигналов с уплотнением на основе быстрого преобразования Фурье (OFDM) и на основе собственных векторов субполосных матриц.

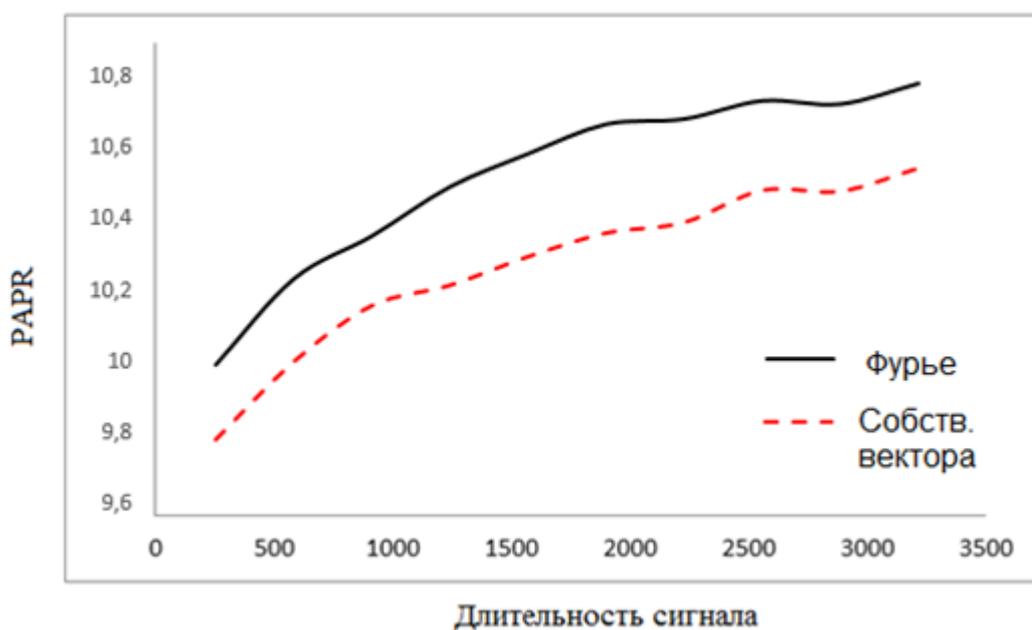
**Таблица 3.3 Значения PAPR с использование различных базисов и одинаковой скорости**

	Nvect=32		Nvect=64		Nvect=128		Nvect=256	
	Фурье	Соб.вект.	Фурье	Соб.вект.	Фурье	Соб.вект.	Фурье	Соб.вект.
Длит. сигнала	PAPR (dB)							
300	9.6019	9.0779	10.0258	9.8180	10.3715	10.2926	10.6467	10.6089
600	9.8368	9.3504	10.2678	10.0363	10.5920	10.5531	10.8854	10.8806
900	10.0226	9.4554	10.3887	10.1933	10.7739	10.6726	11.0440	10.9988
1200	10.1233	9.5367	10.5273	10.2504	10.8401	10.7800	11.1485	11.1247
1500	10.1821	9.6408	10.6203	10.3305	10.9262	10.8774	11.1938	11.1832
1800	10.2584	9.6944	10.7037	10.3968	10.9961	10.9137	11.2968	11.2315
2100	10.2979	9.7520	10.7185	10.4267	11.0431	10.9590	11.2786	11.2581
2400	10.3597	9.7882	10.7697	10.5165	11.1289	10.9852	11.3730	11.3203
2700	10.3751	9.7997	10.7606	10.5137	11.1422	11.0242	11.3616	11.3704
3000	10.4258	9.8334	10.8185	10.5787	11.1451	11.0867	11.4377	11.3930

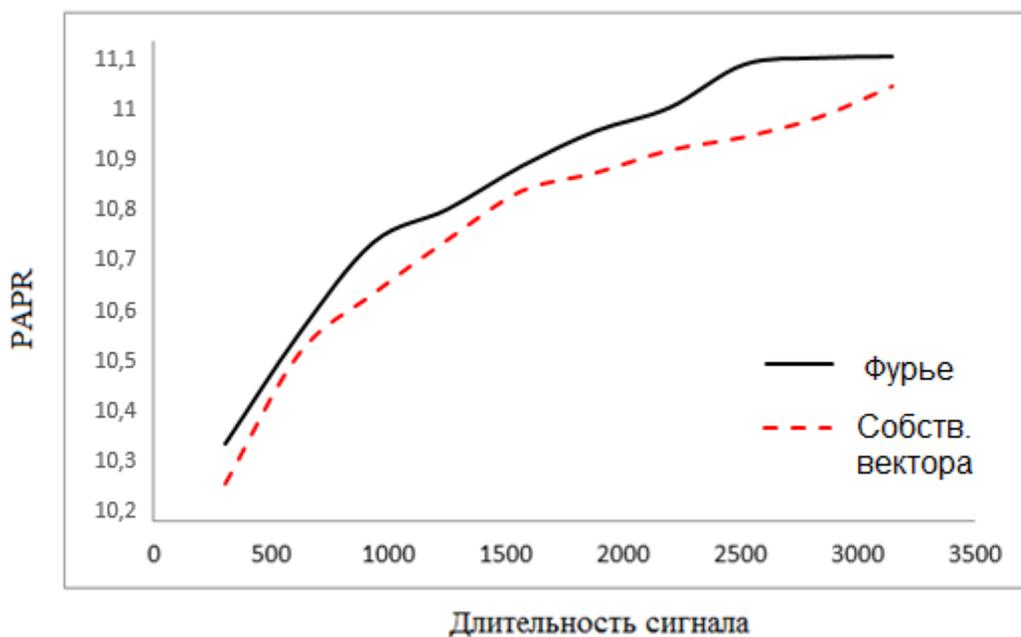
Из значений таблицы видно, что сигнал на основе собственных векторов субполосных матриц показывает лучшие значения PAPR. Наибольшая разница достигается при количестве собственных векторов  $N_{vect} = 32$ . При увеличении количества базисных функций значение PAPR становится приблизительно равным. Сравнение этих сигналов использовались одинаковые параметры длительности сигнала и количества векторов.



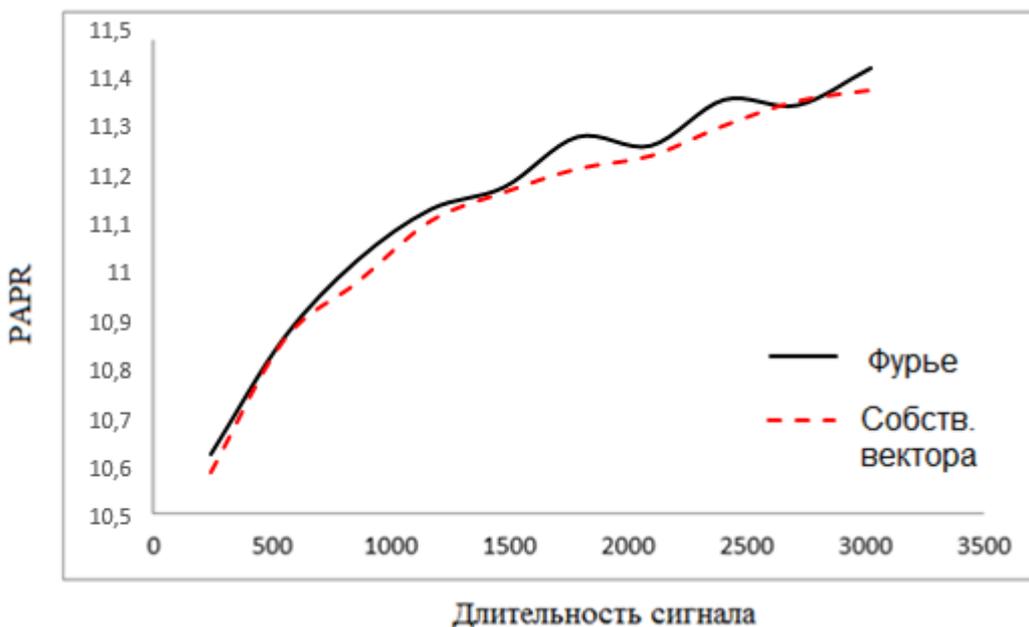
**Рисунок 3.2 – Сравнение двух видов сигналов: на основе быстрого преобразования Фурье (OFDM) и на основе собственных векторов субполосных матриц (ОМ) (Количество собственных векторов  $N_{\text{vect}} = 32$ )**



**Рисунок 3.3 – Сравнение двух видов сигналов: на основе быстрого преобразования Фурье (OFDM) и на основе собственных векторов субполосных матриц (ОМ) (Количество собственных векторов  $N_{\text{vect}} = 64$ )**



**Рисунок 3.4 – Сравнение двух видов сигналов: на основе быстрого преобразования Фурье (OFDM) и на основе собственных векторов субполосных матриц (ОМ) (Количество собственных векторов  $N_{\text{vect}} = 128$ )**



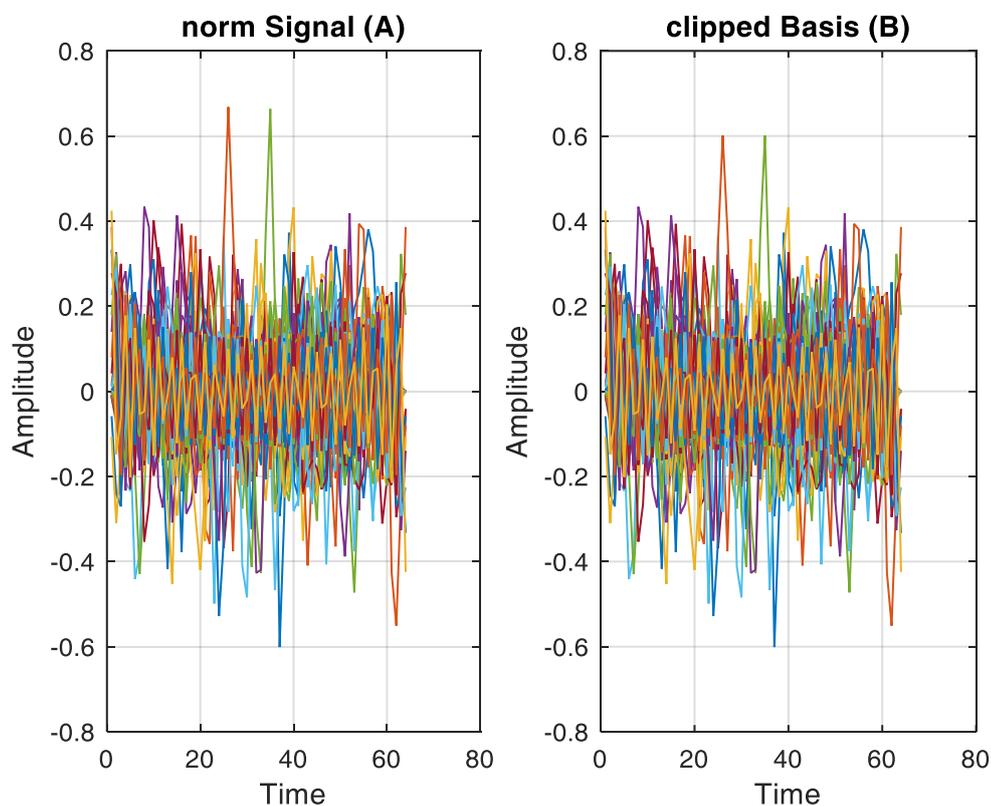
**Рисунок 3.5 – Сравнение двух видов сигналов: на основе быстрого преобразования Фурье (OFDM) и на основе собственных векторов субполосных матриц (ОМ) (Количество собственных векторов  $N_{\text{vect}} = 256$ )**

На рисунках 3.2-3.5 можно увидеть сравнение двух сигналов между собой. С увеличением длительности сигнала значение PAPR возрастает у обоих сигналов. Чем больше используется собственных векторов для построения сигнала, тем сильнее уравниваются значения PAPR у сигналов на основе быстрого преобразования Фурье и на основе собственных векторов субполосных матриц.

Оптимальные параметры для минимального значения PAPR достигаются при условии использования наименьшего числа собственных векторов. В данном случае  $N_{\text{vect}} = 32$ . При этом удается сократить PAPR на 0.5 dB, что позволяет эффективнее передатчикам расходовать электрическую энергию.

### 3.4 Сравнение значения PAPR для сигналов на базисе собственных векторов с амплитудным ограничением и без него

Для сигналов с уплотнением на основе собственных векторов субполосных матриц был исследован параметр PAPR до амплитудного ограничения сигнала и с амплитудным ограничением базиса сигнала.

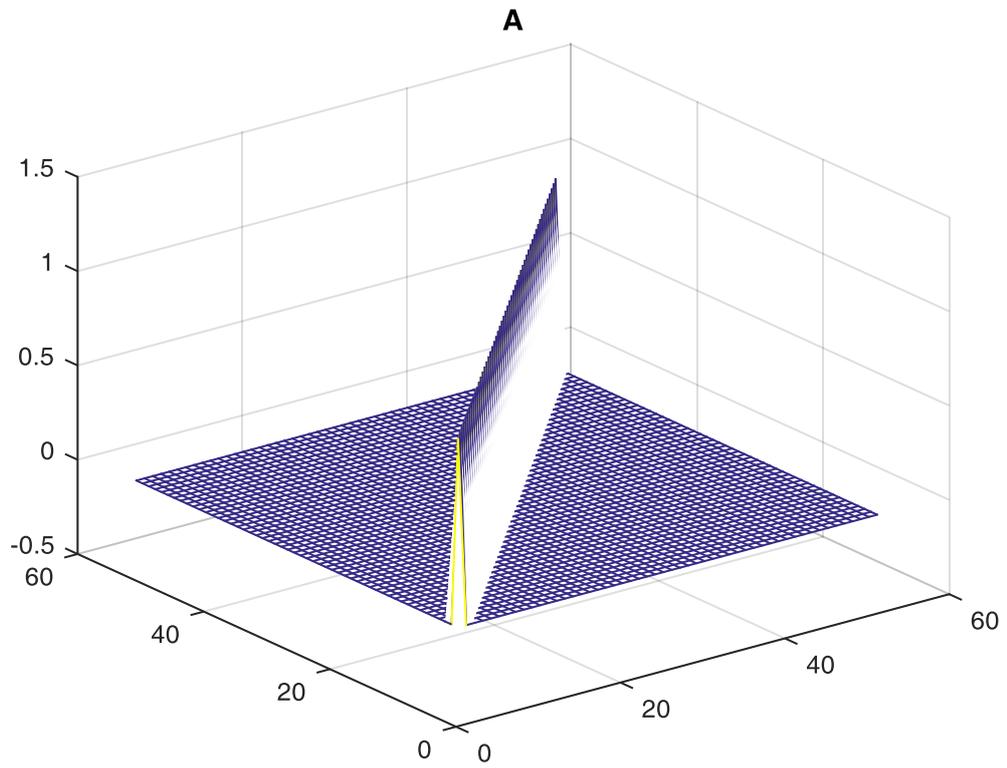


**Рисунок 3.6 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

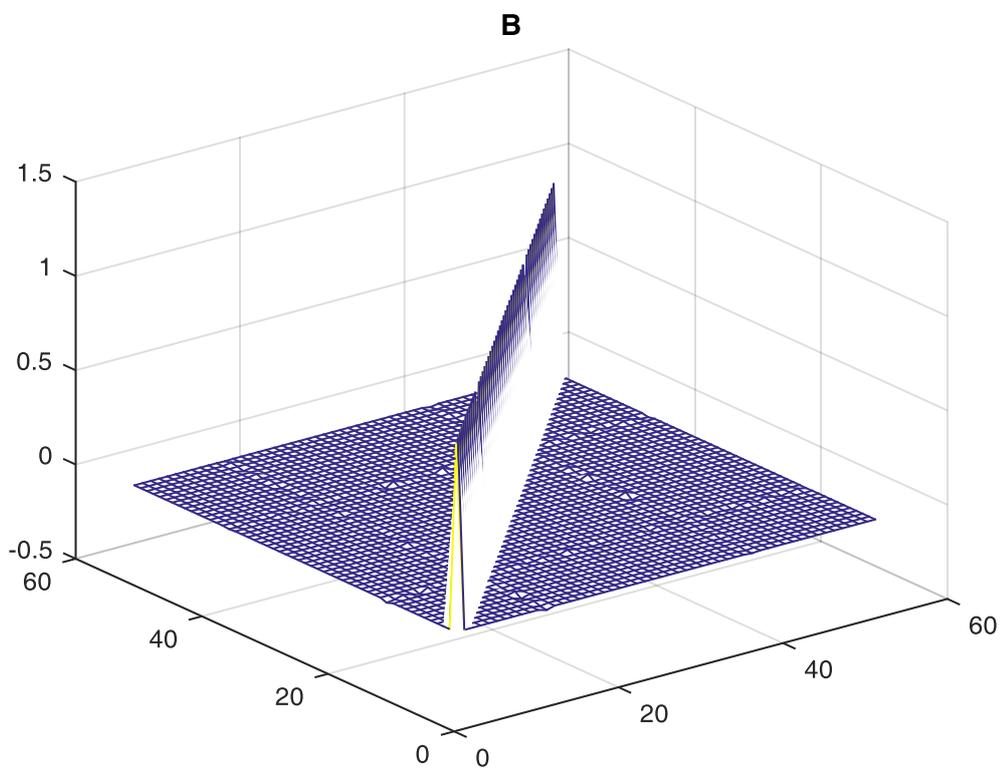
Уровень порога = 0.9 от Максимума (90%)

PAPR A = 8.1046 дБ, PAPR B = 8.1120 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9988

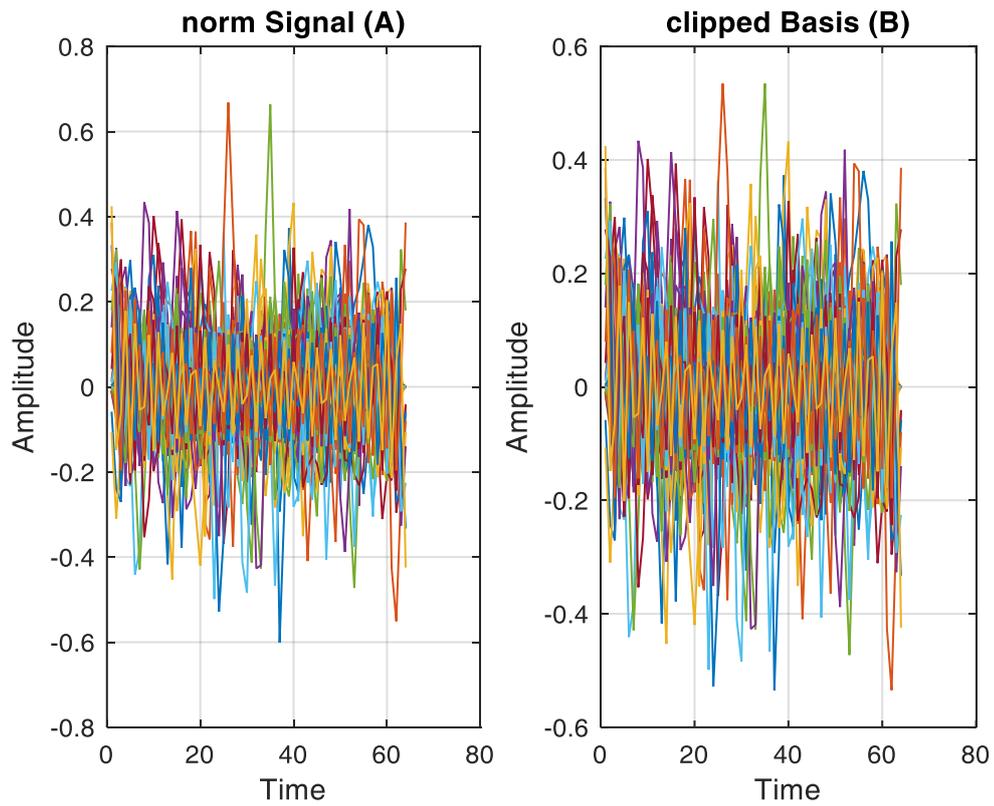
Вероятность ошибки (BER) = 0



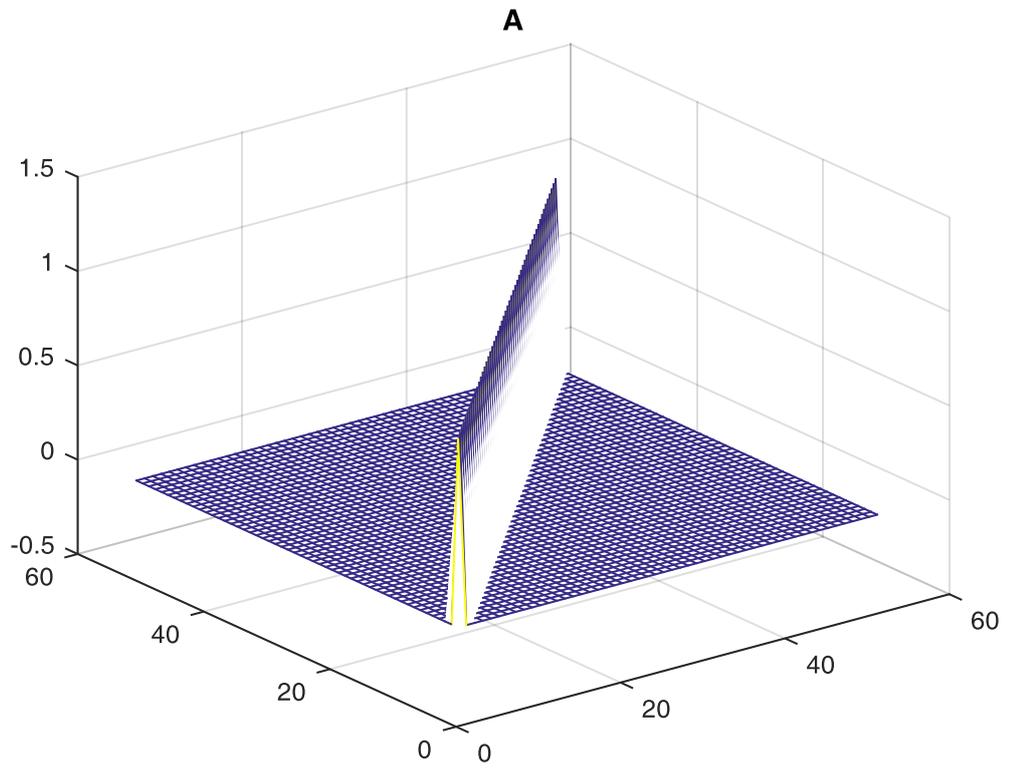
**Рисунок 3.7 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



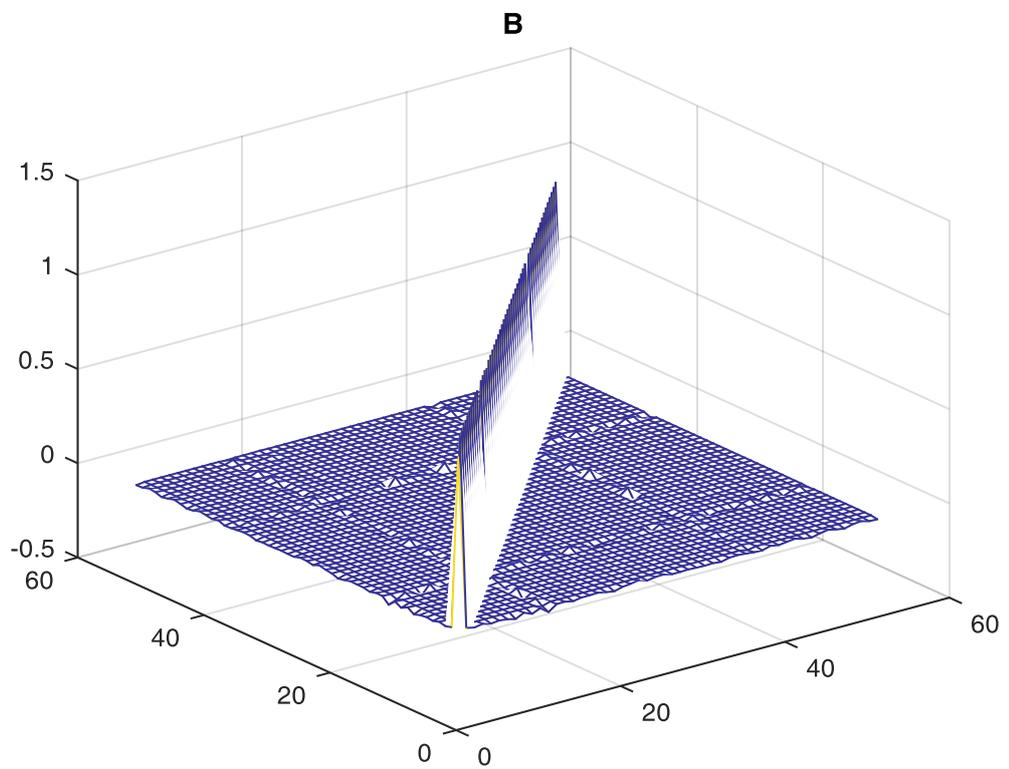
**Рисунок 3.8 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**



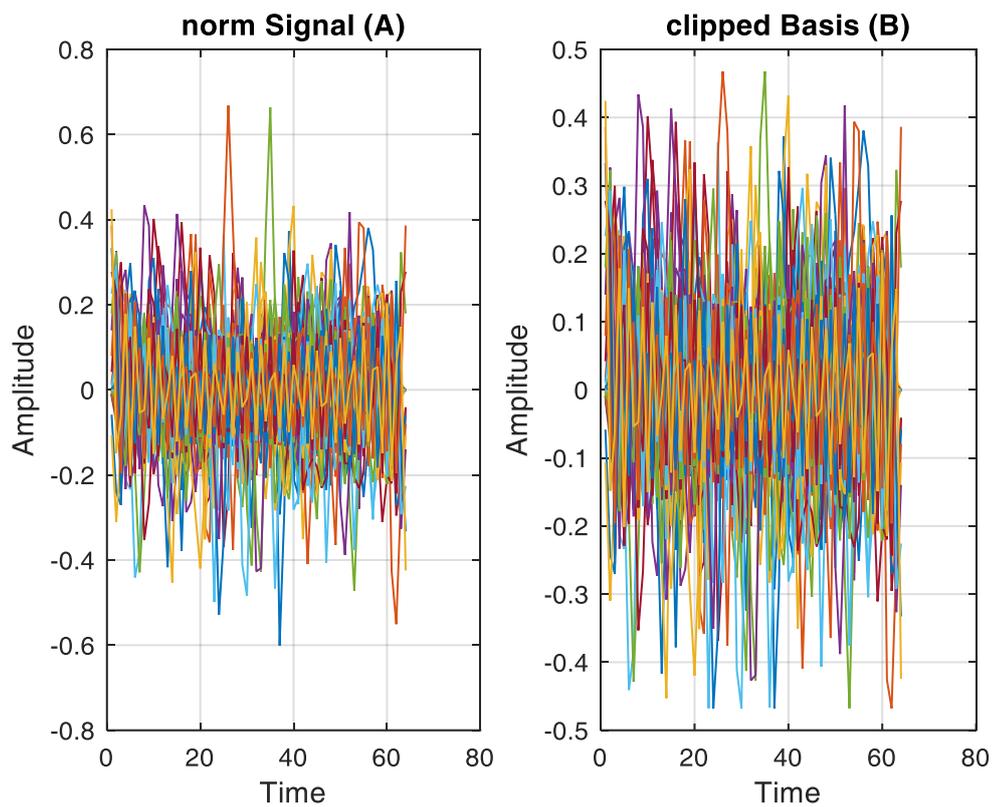
**Рисунок 3.9 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**  
 Уровень порога = 0.8 от Максимума (80%)  
 $PAPR A = 8.0976$  дБ,  $PAPR B = 8.1208$  дБ,  $PAPR A/PAPR B = 0.9971$   
 Вероятность ошибки (BER) = 0



**Рисунок 3.10 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.11 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

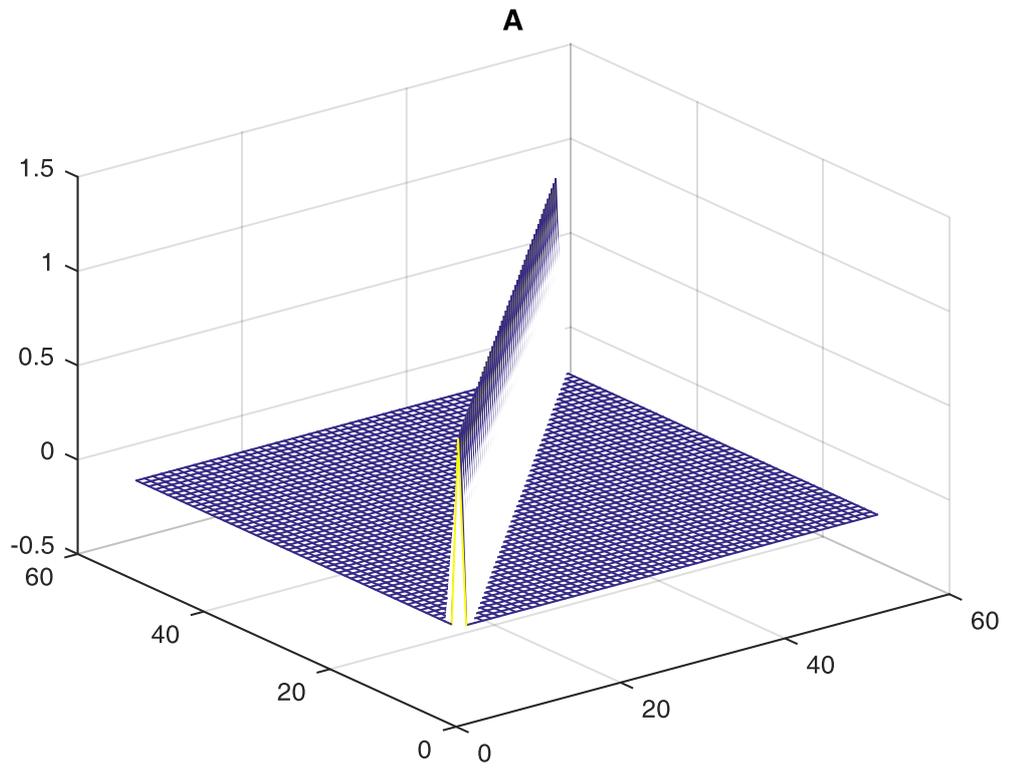


**Рисунок 3.12 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

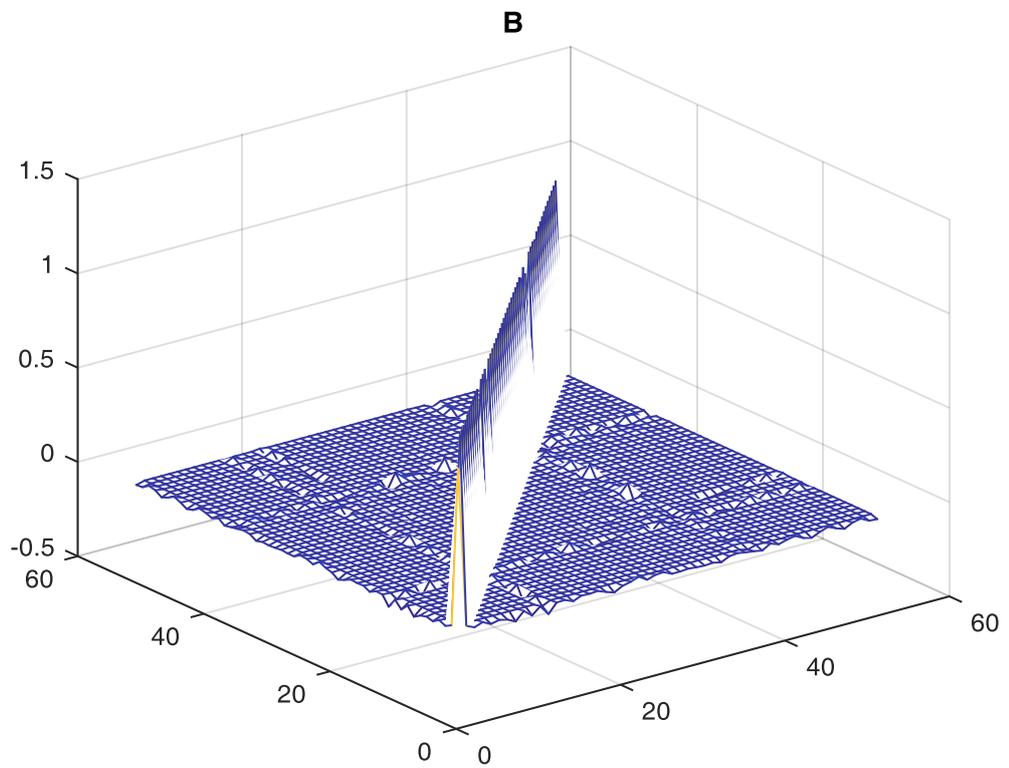
Уровень порога = 0.7 от Максимума (70%)

PAPR A = 8.1000 дБ, PAPR B = 8.1426 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9948

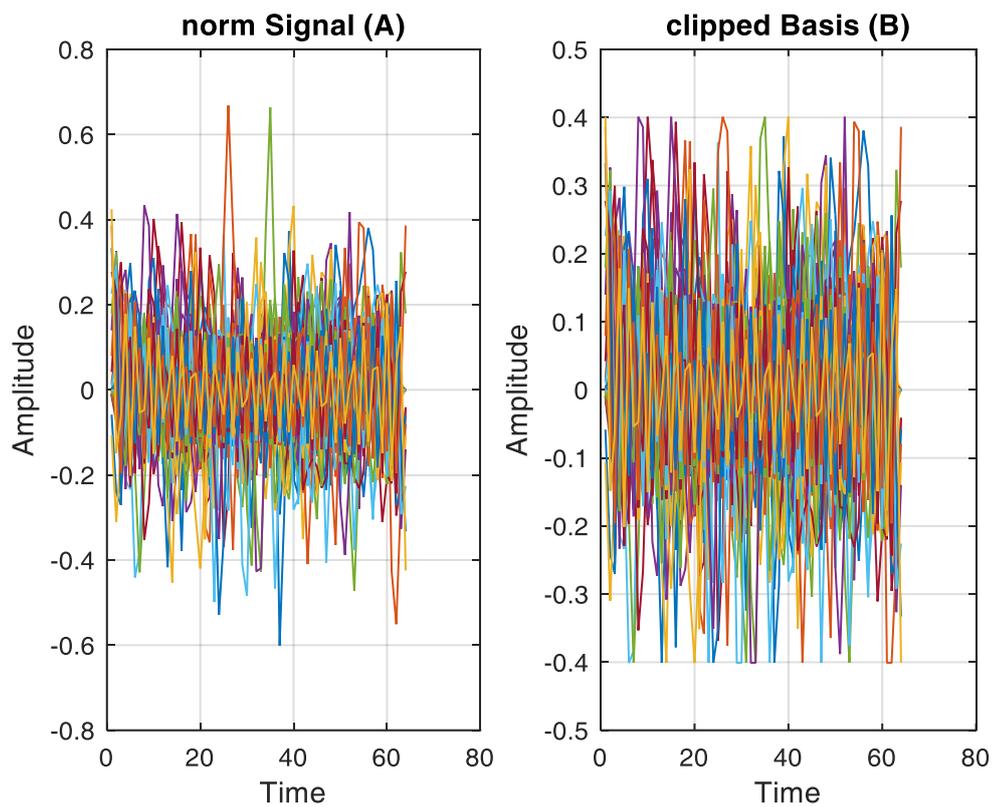
Вероятность ошибки (BER) = 0



**Рисунок 3.13 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.14 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

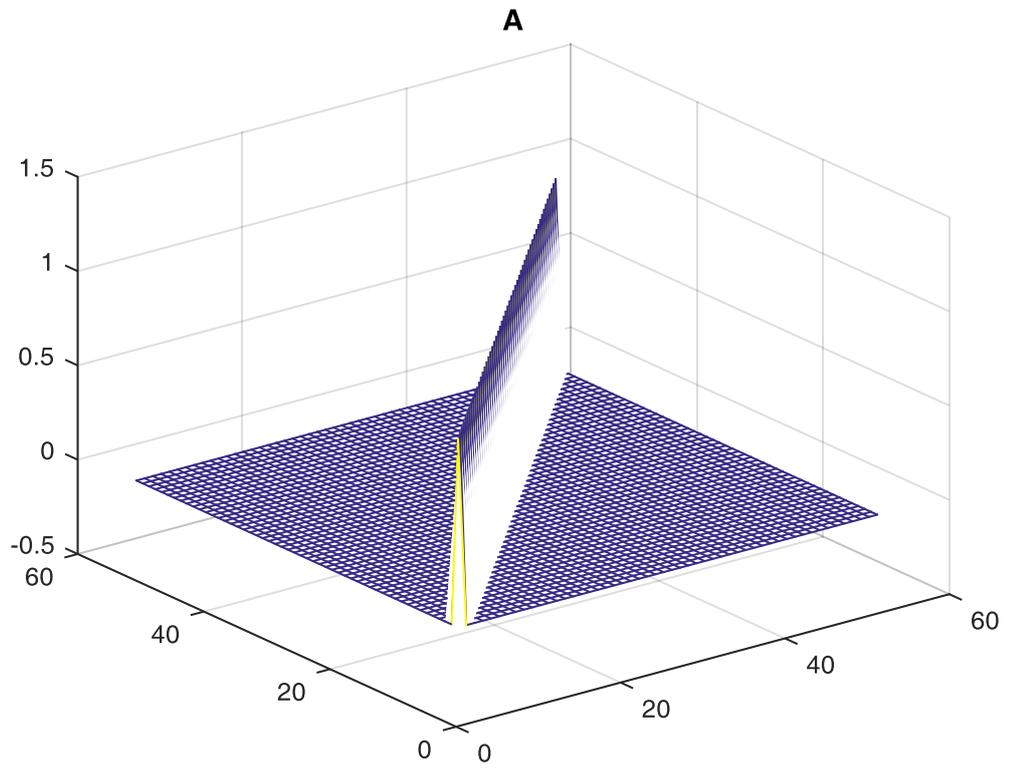


**Рисунок 3.15 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

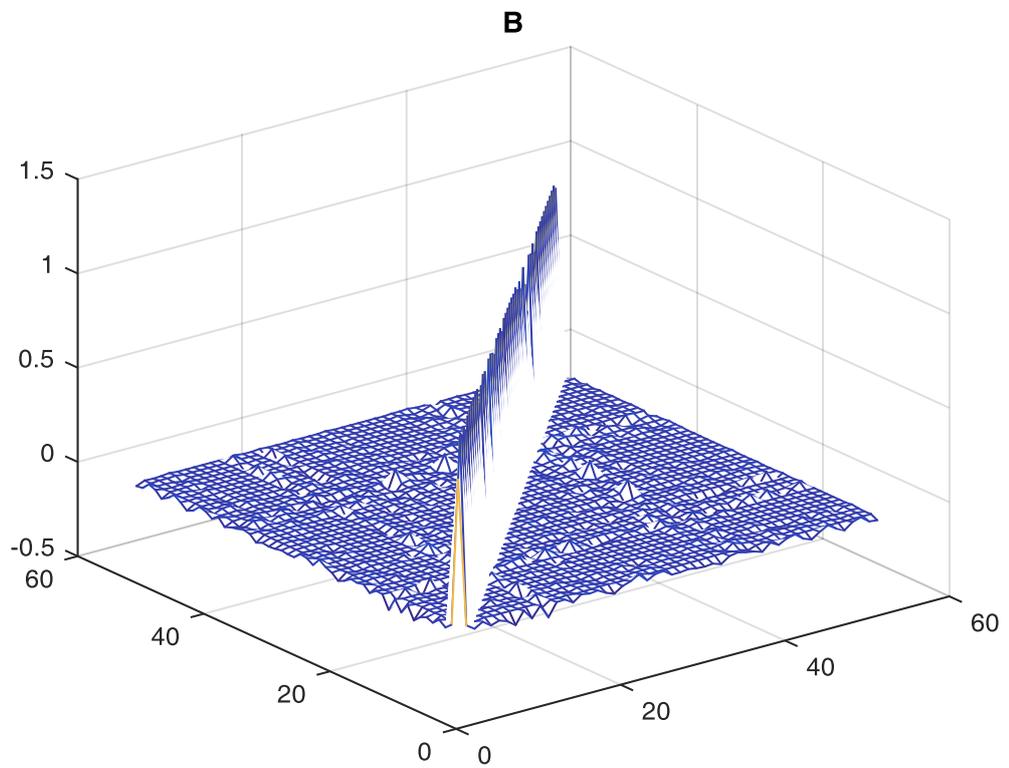
Уровень порога = 0.6 от Максимума (60%)

PAPR A = 8.1020 дБ, PAPR B = 8.1749 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9911

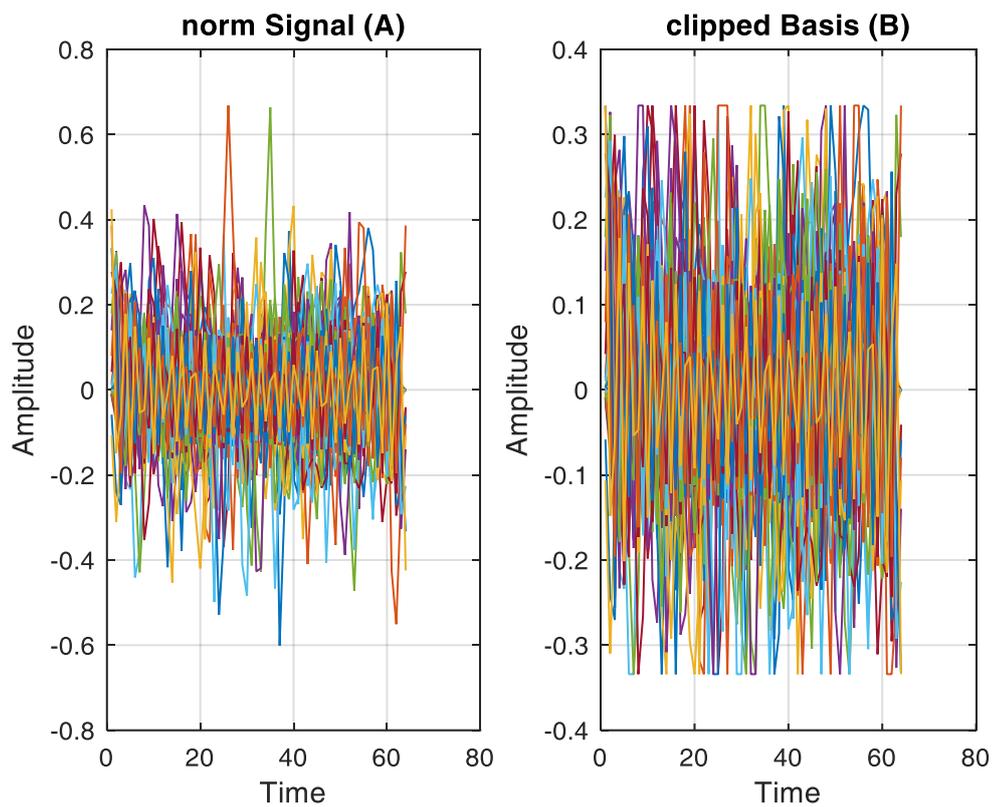
Вероятность ошибки (BER) = 0



**Рисунок 3.16 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.17 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

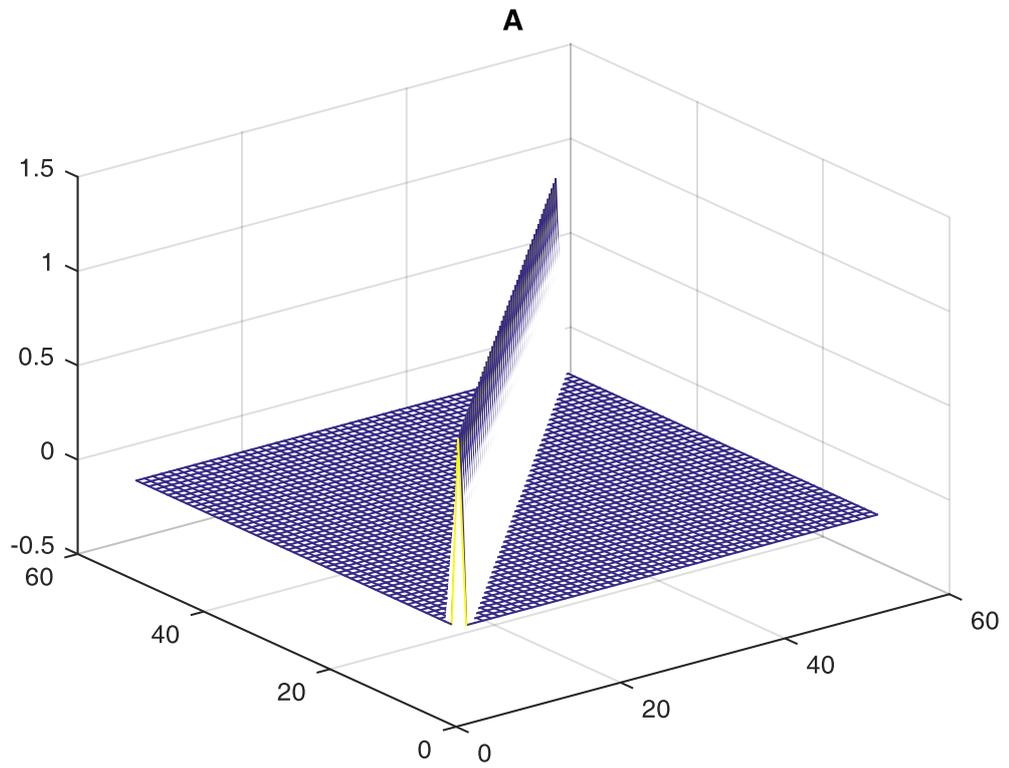


**Рисунок 3.18 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

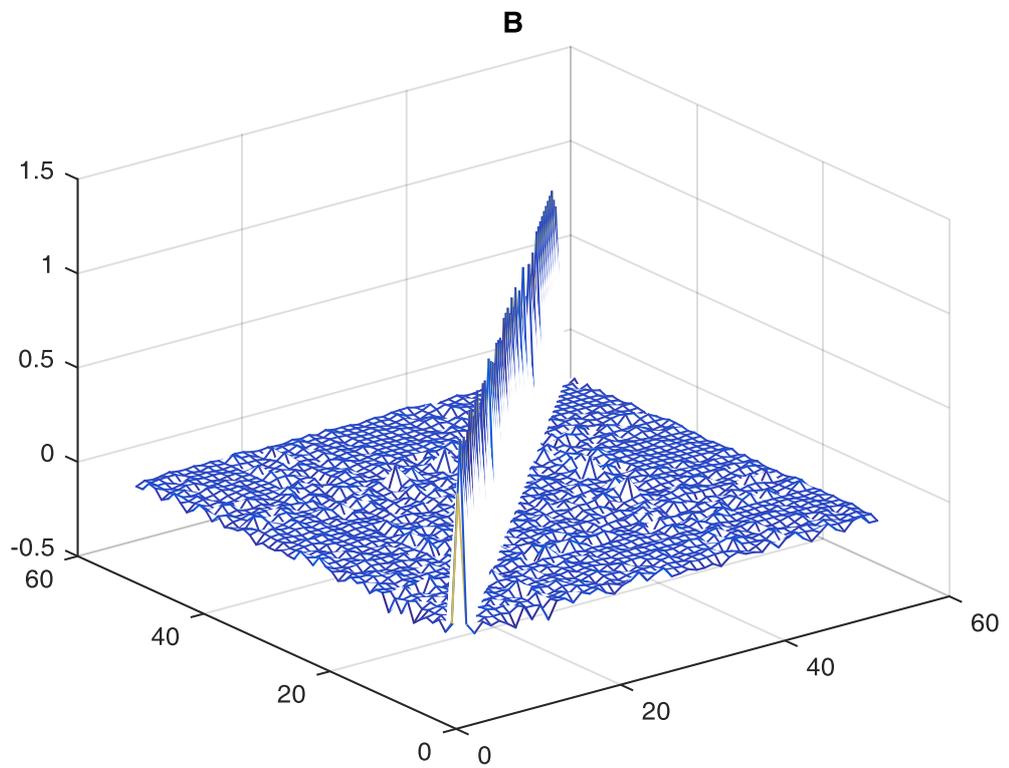
Уровень порога = 0.5 от Максимума (50%)

PAPR A = 8.1049 дБ, PAPR B = 8.2288 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9849

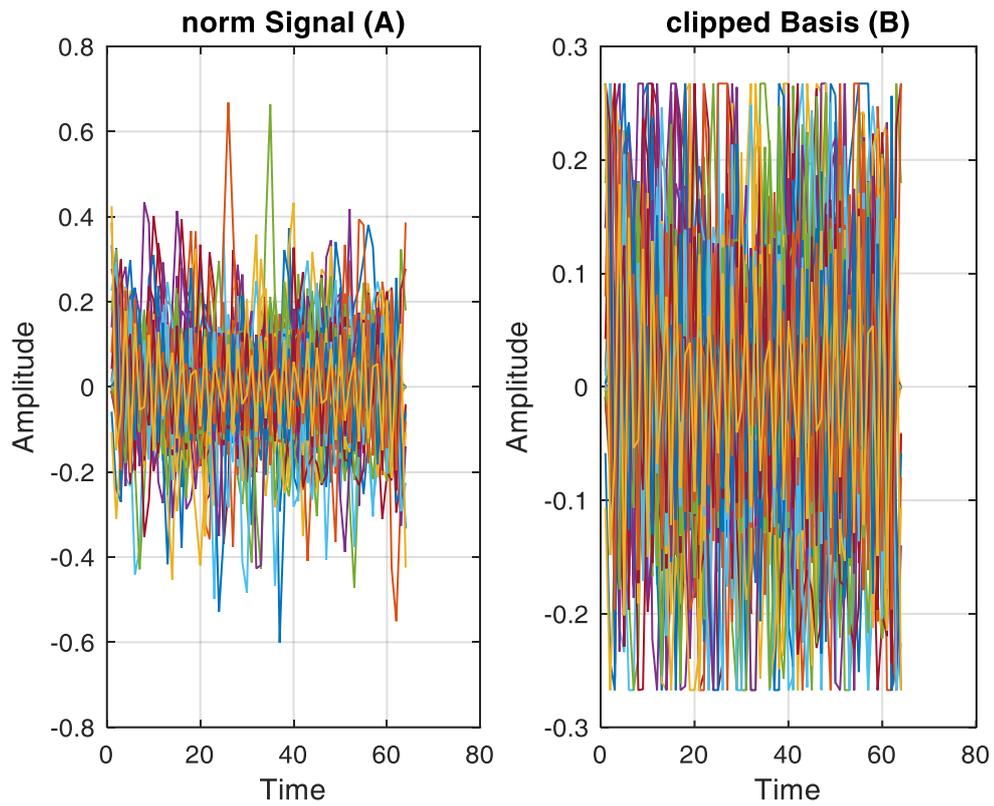
Вероятность ошибки (BER) =  $2e-05$



**Рисунок 3.19 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.20 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

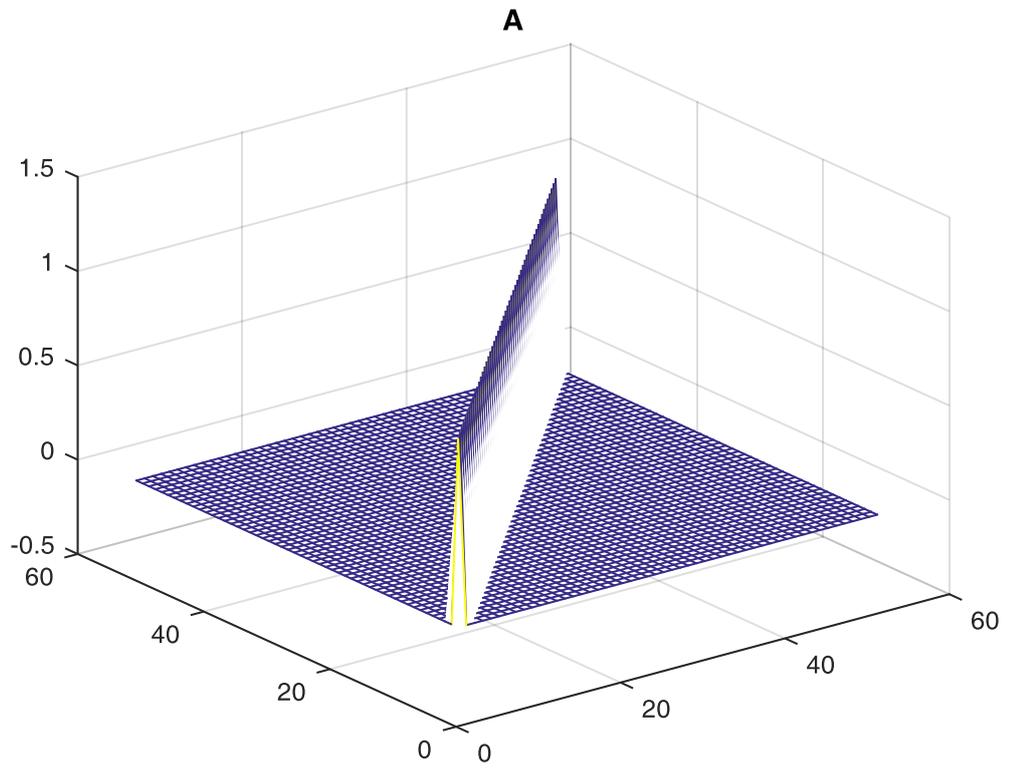


**Рисунок 3.21 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

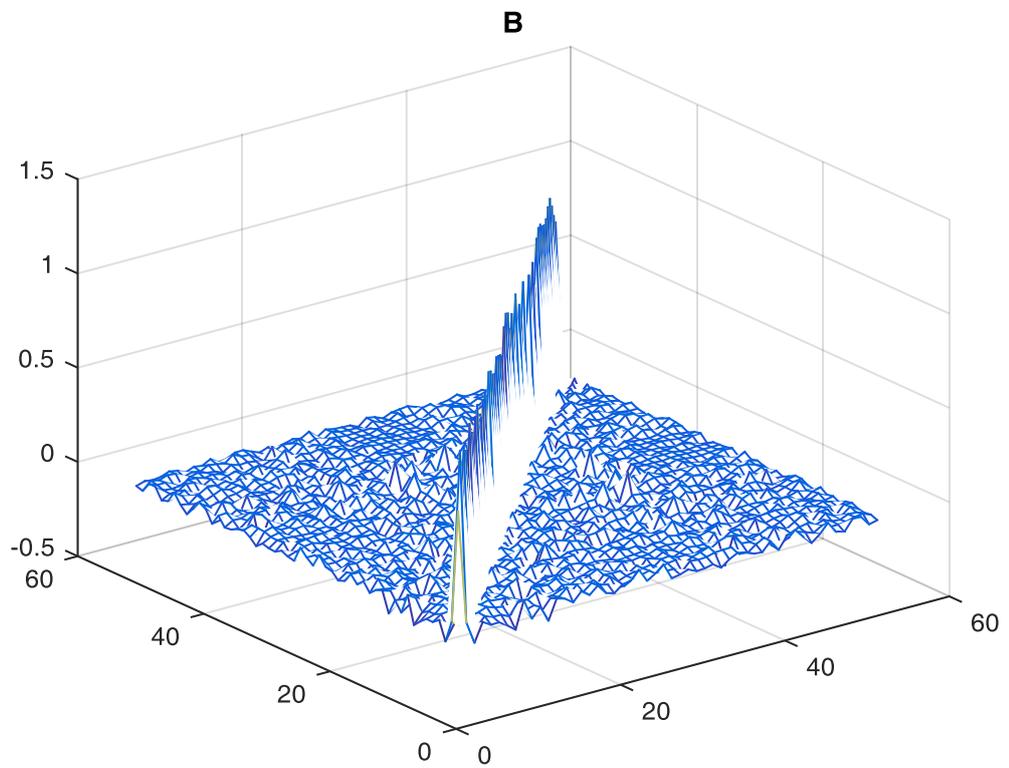
Уровень порога = 0.4 от Максимума (40%)

PAPR A = 8.1072 дБ, PAPR B = 8.3040 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9763

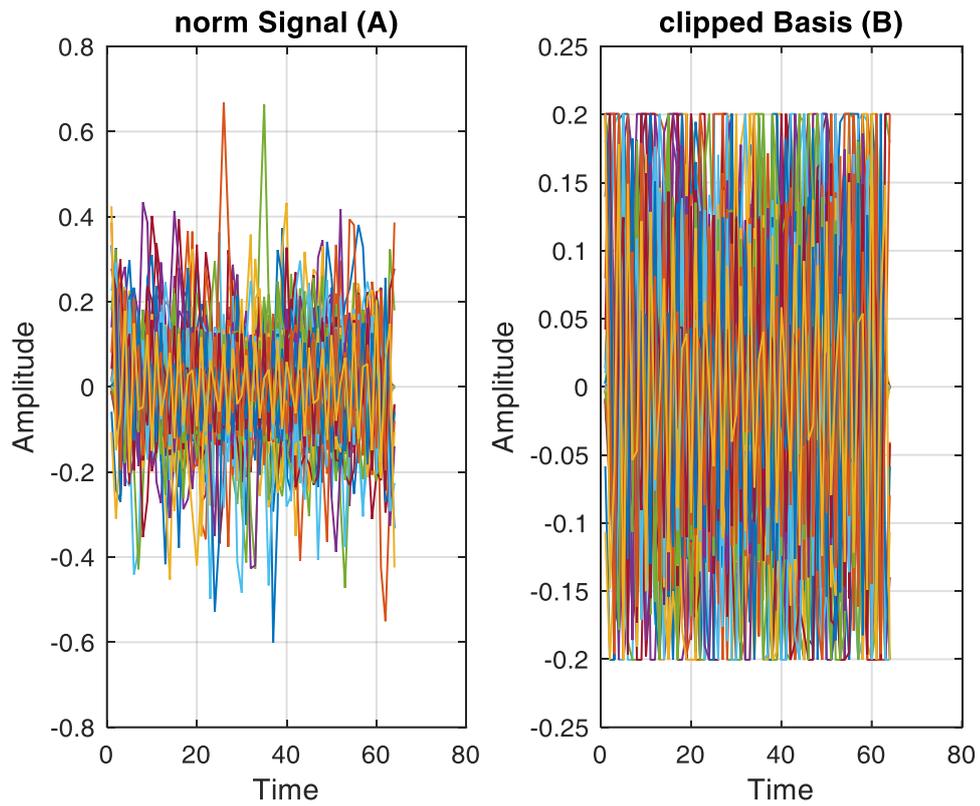
Вероятность ошибки (BER) = 6.5423e-04



**Рисунок 3.22 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.23 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

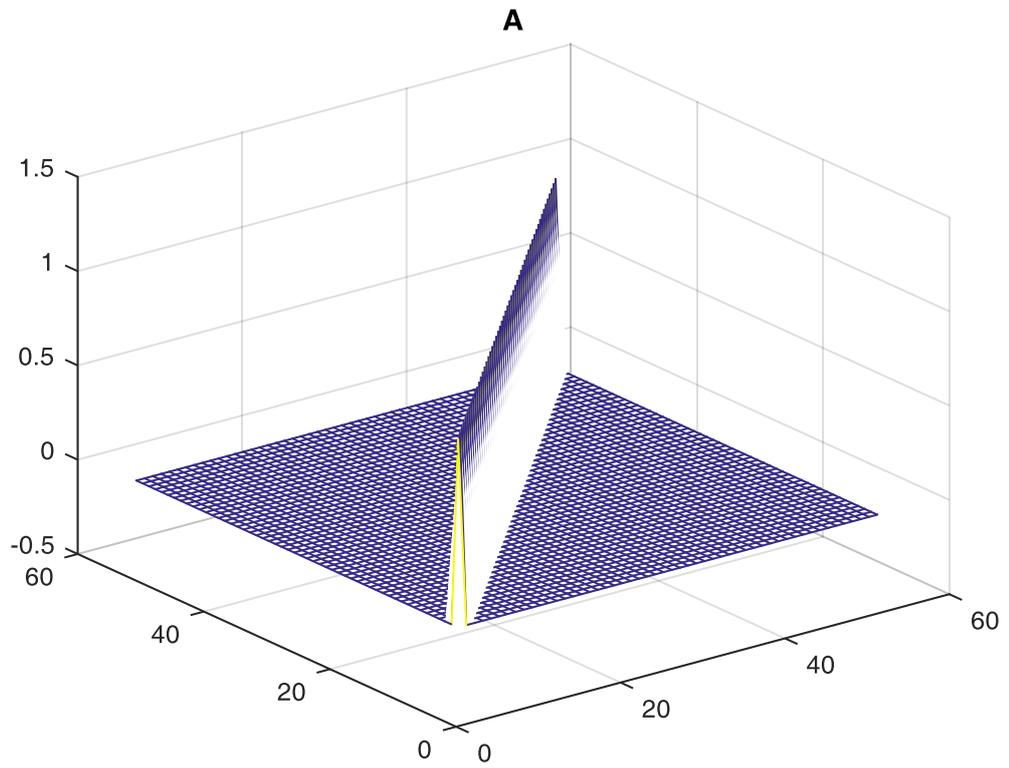


**Рисунок 3.24 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

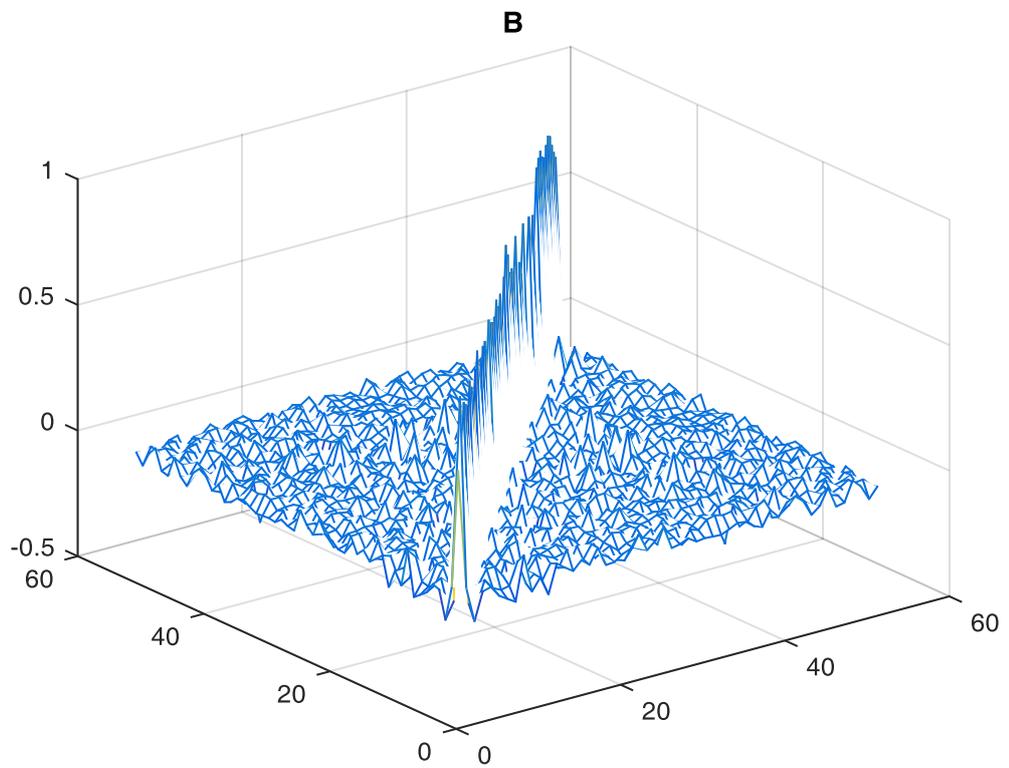
Уровень порога = 0.3 от Максимума (30%)

PAPR A = 8.1061 дБ, PAPR B = 8.3847 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9668

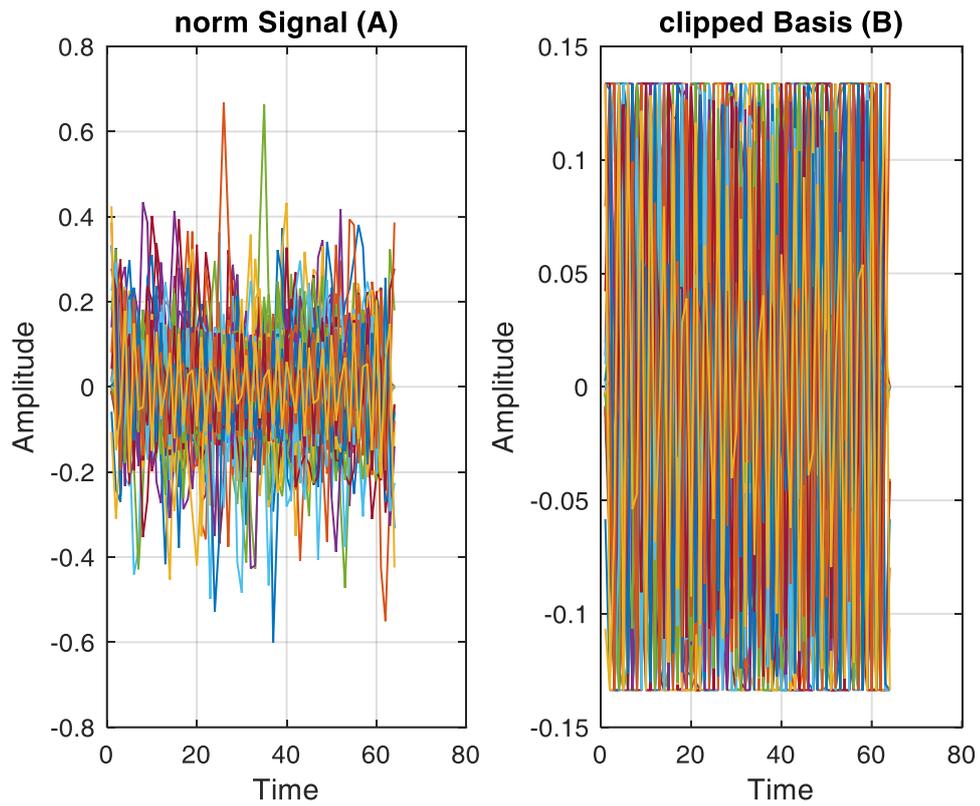
Вероятность ошибки (BER) = 0.0044



**Рисунок 3.25 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.26 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

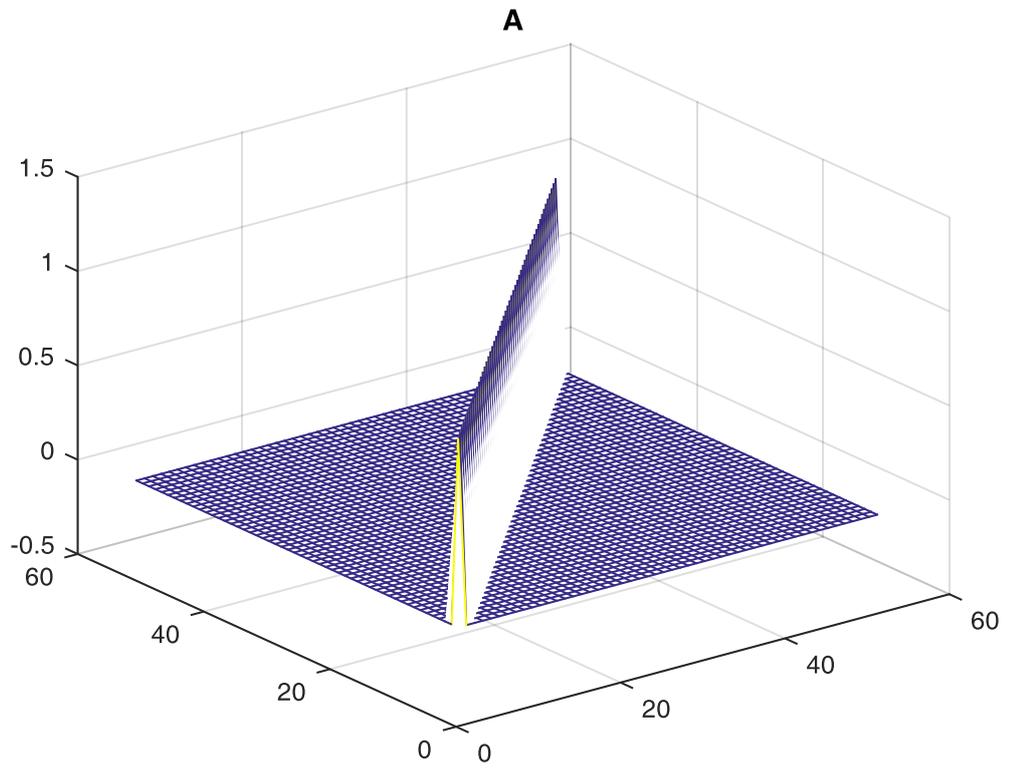


**Рисунок 3.27 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

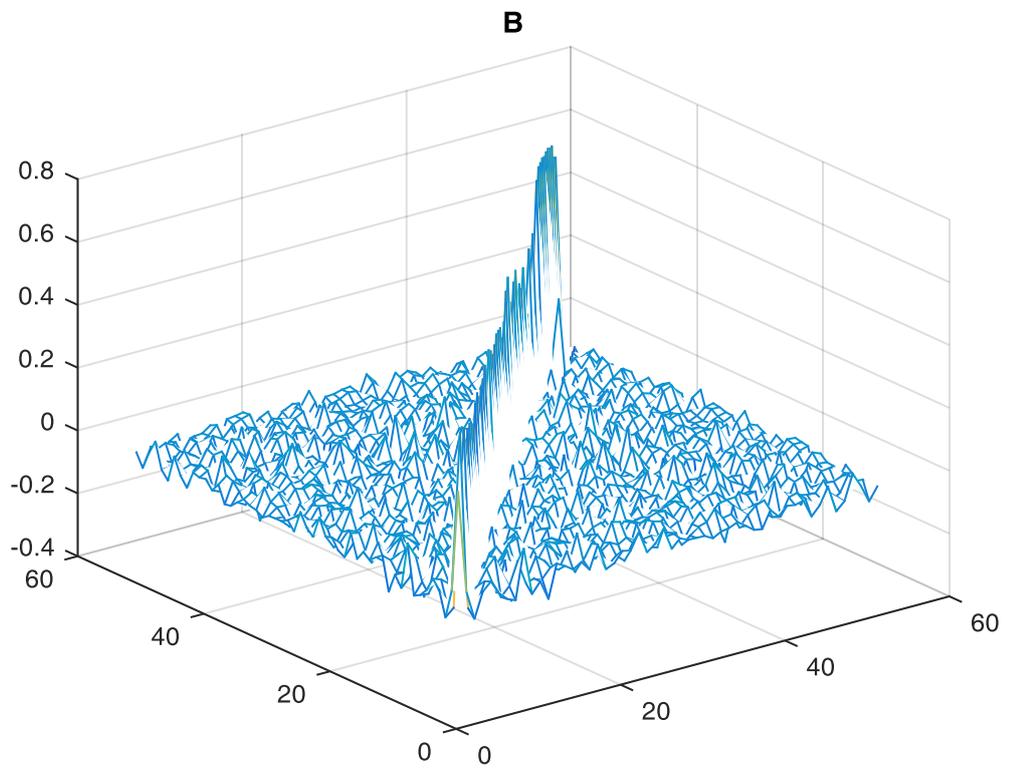
Уровень порога = 0.2 от Максимума (20%)

PAPR A = 8.0999 дБ, PAPR B = 8.3955 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9648

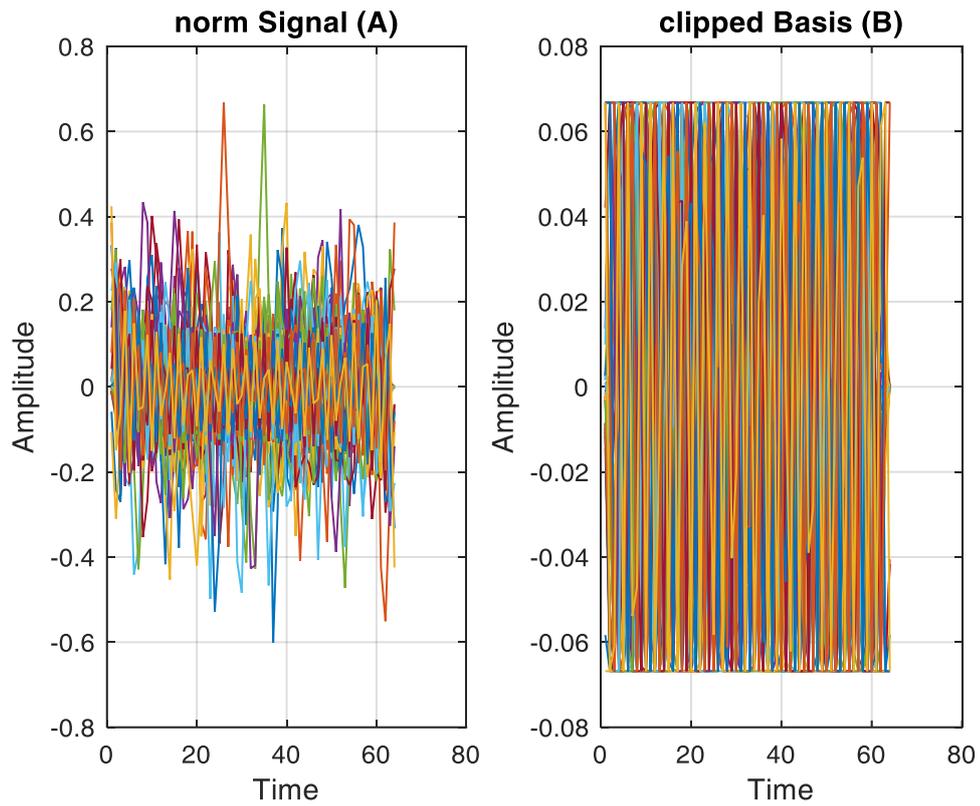
Вероятность ошибки (BER) = 0.0218



**Рисунок 3.28 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.29 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

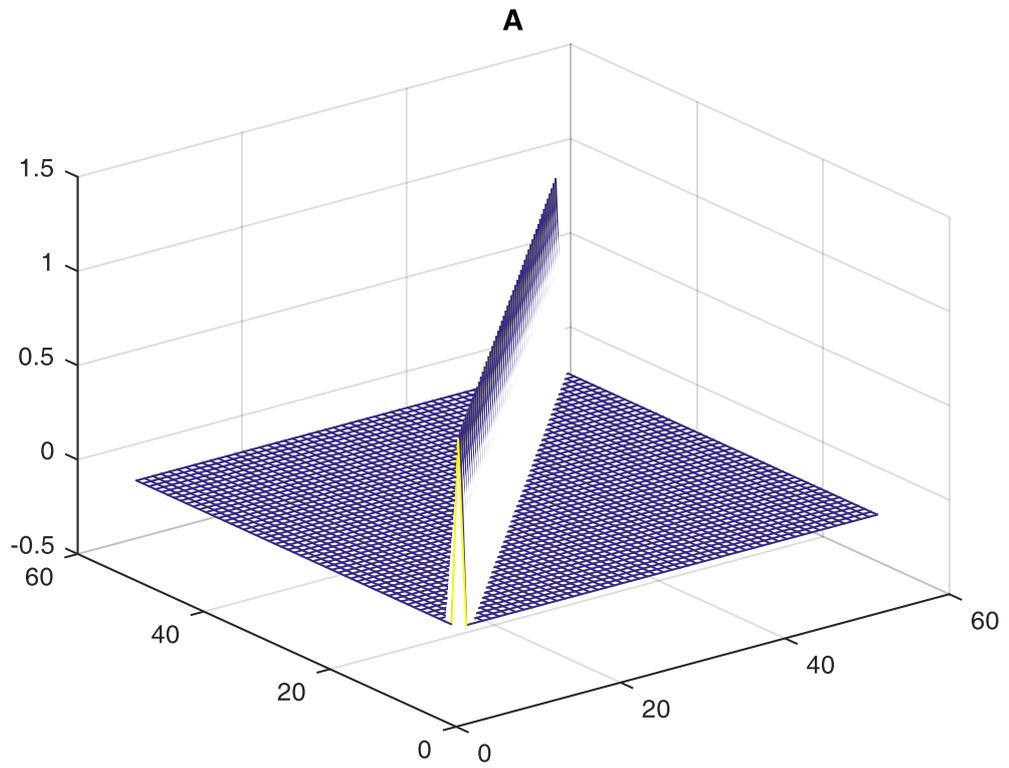


**Рисунок 3.30 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

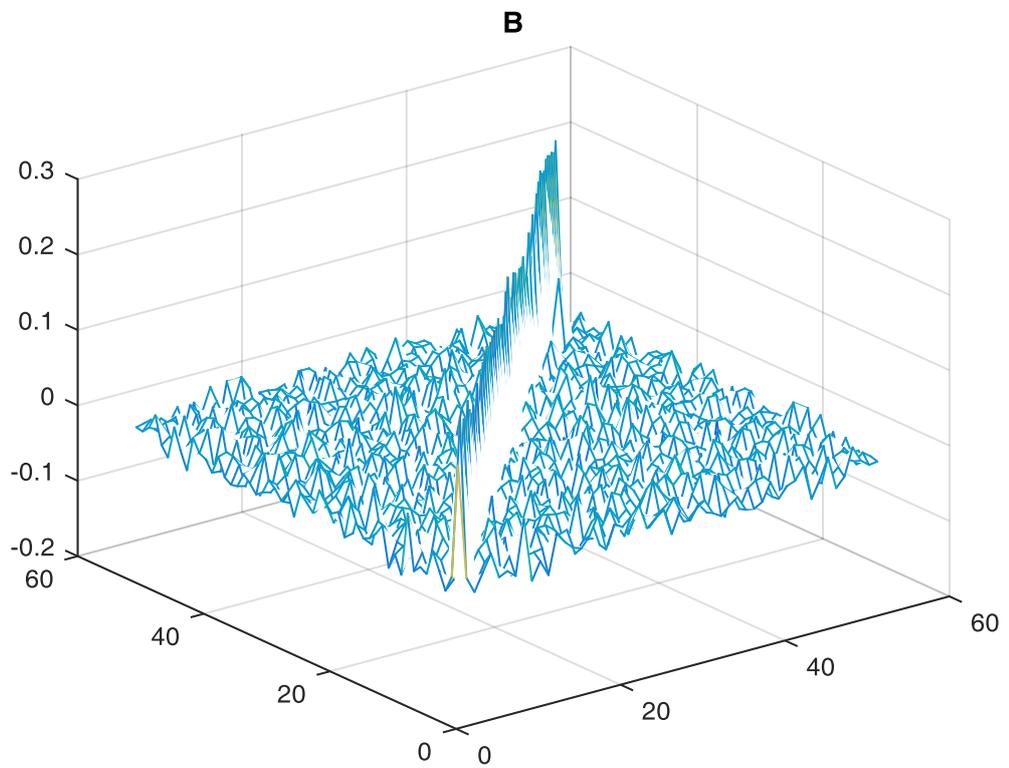
Уровень порога = 0.1 от Максимума (10%)

PAPR A = 8.0975 дБ, PAPR B = 8.3776 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9666

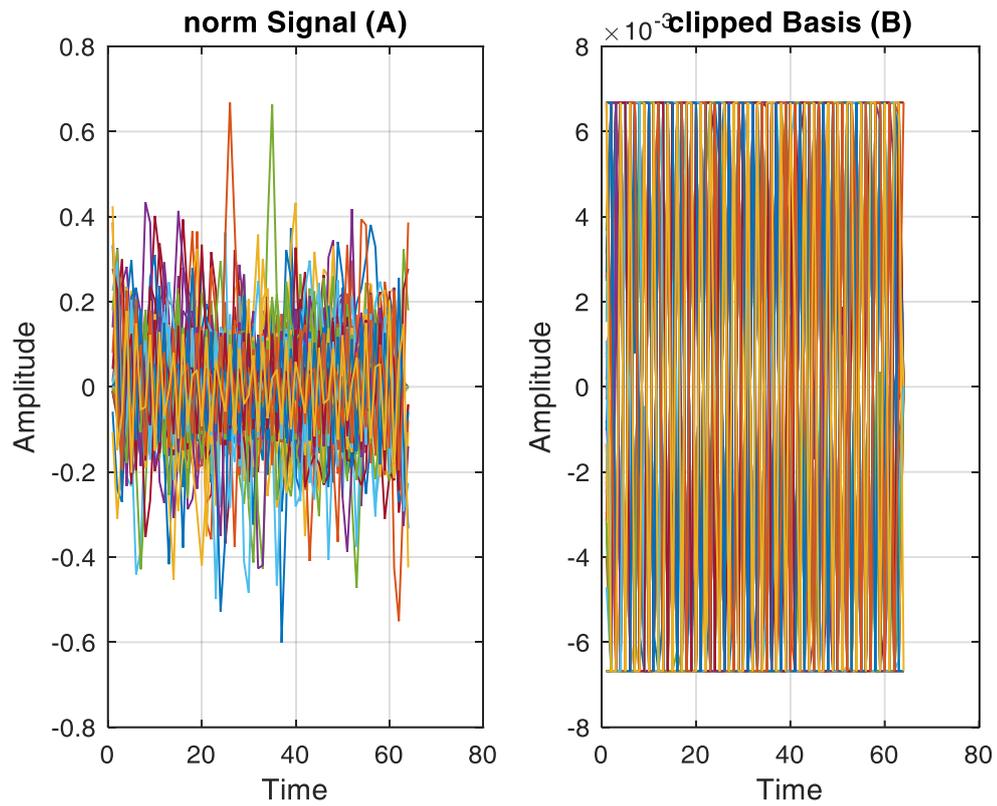
Вероятность ошибки (BER) = 0.0640



**Рисунок 3.31 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



**Рисунок 3.32 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

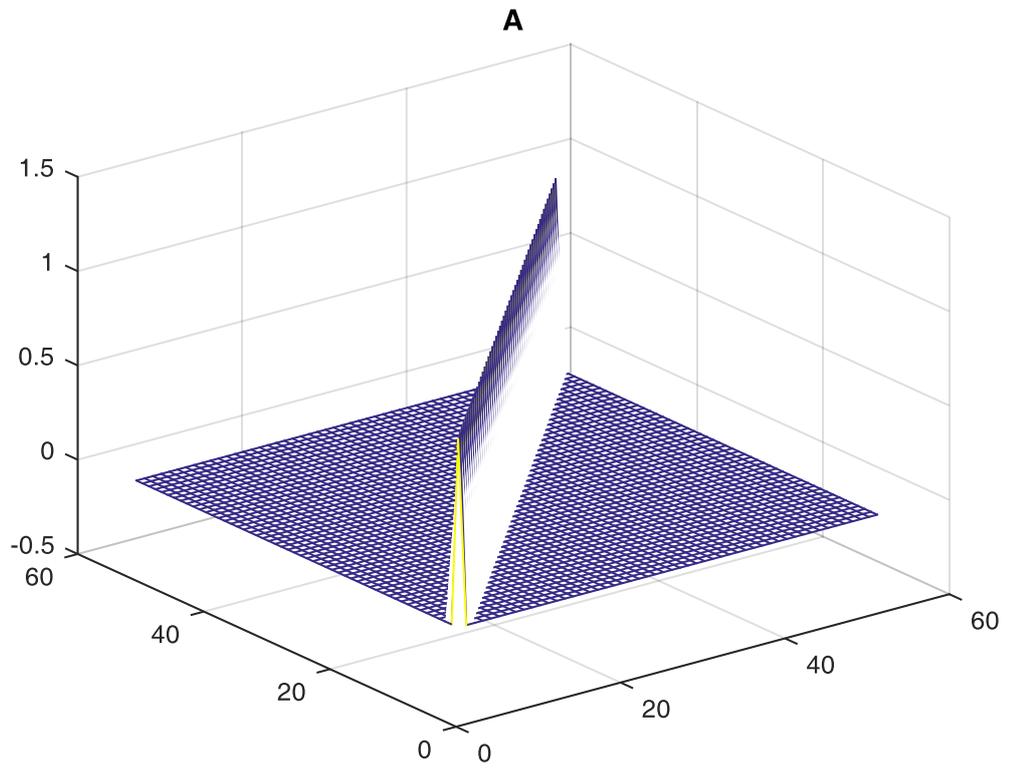


**Рисунок 3.33 – Форма сигнала до (А) и после (В) амплитудного ограничения**

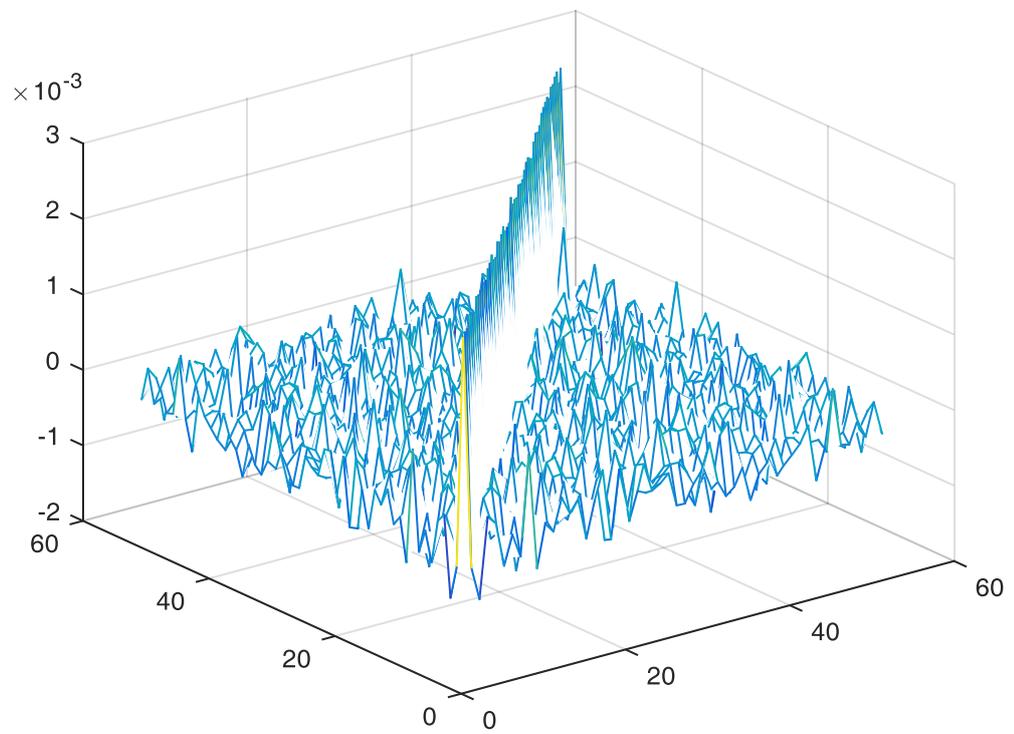
Уровень порога = 0.01 от Максимума (1%)

PAPR A = 8.1002 дБ, PAPR B = 8.3078 дБ, PAPR A/PAPR B = 0.9750

Вероятность ошибки (BER) = 0.0958

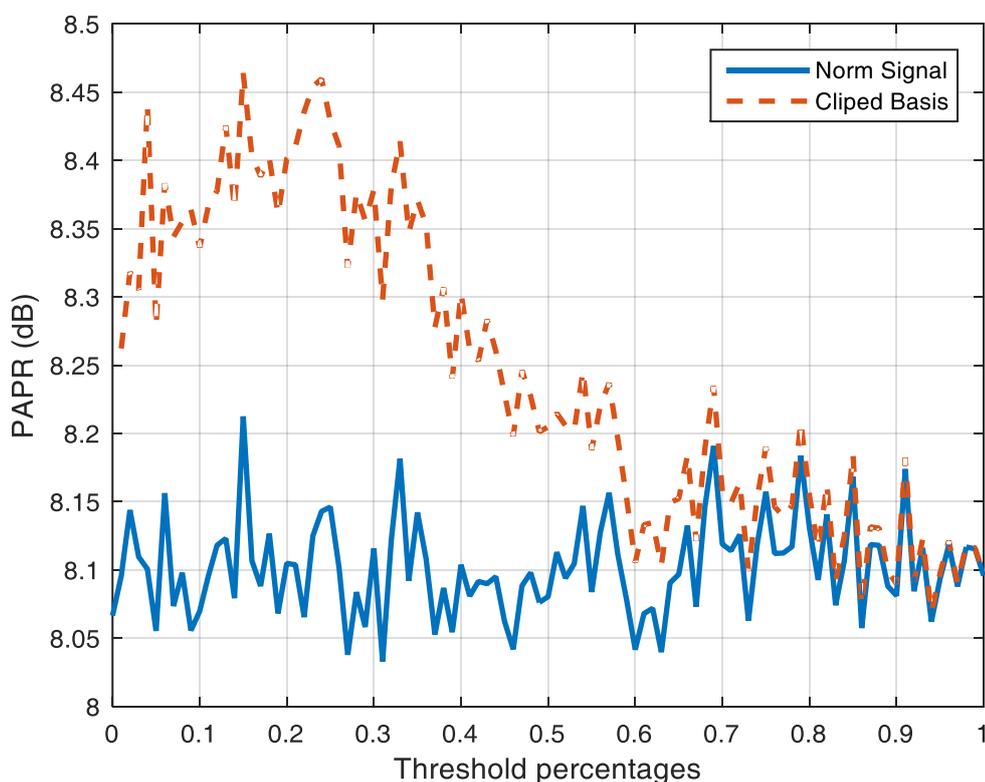


**Рисунок 3.34 – Проверка ортогональности до амплитудного ограничения**



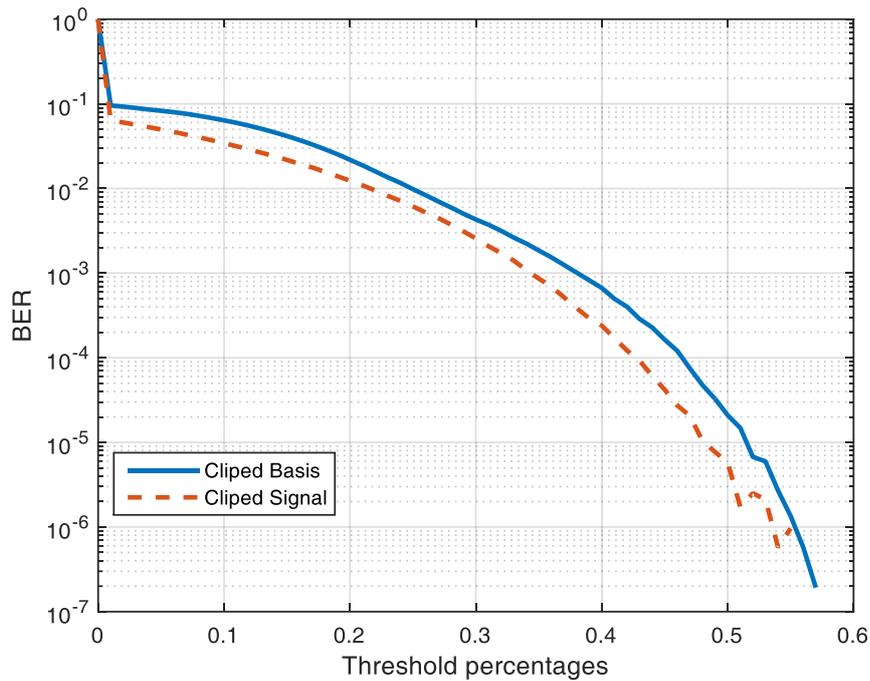
**Рисунок 3.35 – Проверка ортогональности после амплитудного ограничения**

Из полученных рисунков видно, что при уменьшении порога ограничения теряется ортогональность сигнала (появляются взаимные помехи). Это подтверждается значениями вероятностей ошибок BER. Так, при значении порога равном 50% от максимума вероятность ошибки (BER) =  $2e-05$ .



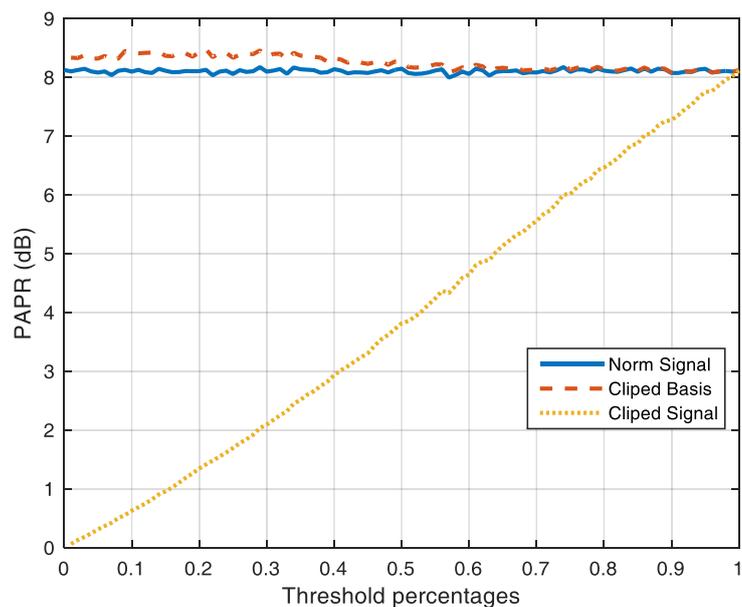
**Рисунок 3.36 – Зависимость PAPR от величины порога ограничения**

На рисунке 3.36 и изображен PAPR сигнала с уплотнением на основе собственных векторов субполосных матриц, ограниченный по амплитуде ортогонального базиса и без ограничений. Чем ниже порог ограничения, тем выше значение PAPR. Данные результаты показывают, что амплитудное ограничение базиса сигнала не уменьшает параметр PAPR. Для точности результатов было проведено 10000 экспериментов.



**Рисунок 3.37 – Оценка вероятности ошибки декодирования от величины порога ограничения**

Из рисунка 3.37 видно, что при амплитудном ограничении ортогонального базиса вероятность ошибки больше, чем при амплитудном ограничении сформированного сигнала. Так же вероятность ошибки увеличивается при уменьшении порога ограничения.



**Рисунок 3.38 – Зависимость PAPR от величины порога ограничения**

На основе базиса, ограниченного по амплитуде, можно сформировать сигнал, который будет иметь оптимальный результат значения PAPR. На рисунке 3.38 показано сравнение PAPR сигналов с уплотнением на основе собственных векторов субполосных матриц до и после амплитудного ограничения базиса самого результирующего сигнала.

Из рисунков 3.37 и 3.38 можно сделать вывод, что амплитудное ограничение собственных векторов субполосной матрицы не понижает значение PAPR и повышается вероятность неверного декодирования за счет потери ортогональности. Более эффективный метод снижения PAPR - ограничение амплитуды сформированного сигнала, однако данный метод также повышает вероятность неверного декодирования на приемной стороне.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итог проделанной работы, можно сказать, что ее цель, заключающаяся в исследовании методов понижения отношения пиковой мощности к средней мощности различных видов сигналов в системах цифровой связи достигнута. Все поставленные задачи решены полностью.

В первом разделе работы представлены сведения о важном параметре сигналов как PAPR. Описаны методы расчета и значение для техники этого параметра. Центральное место в этом разделе отведено обзору существующих методов снижения пик-фактора сигнала.

Во втором разделе дипломной работы рассматриваются методы формирования канальных сигналов с ортогональным частотным уплотнением.

В третьем разделе проводились разработка программно-алгоритмической поддержки для моделей различного вида ортогонального частотного уплотнения для расчета PAPR. Были проведены эксперименты на основе сравнения значения PAPR для OFDM сигналов и на базисе собственных векторов. Как показали результаты – сигнал на основе собственных векторов субполосных матриц имеет меньшее значение PAPR при одинаковой скорости формирования сигнала.

Второй этап вычислительных экспериментов посвящен исследованию и сравнительному анализу метода амплитудного ограничения сигнала. При амплитудном ограничении базиса параметр PAPR увеличивается, при этом падает ортогональность, в следствии снижается и помехоустойчивость. Итоговый сигнал имеет наименьшее значение PAPR, но при этом содержит высокую вероятность ошибки при передаче сигнала.

Учитывая выше изложенное можно сказать, что метод ограничения амплитуды не является лучшим способом уменьшения параметра PAPR для сигналов на основе собственных векторов субполосной матрицы.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. - Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003.-1104 с.
2. IEEE Std 802.16e™-2005.
3. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - Москва: Техносфера, 2005, 592 с.
4. Lawrey E. Multiuser OFDM. // Fifth International Symposium on Signal Processing and its Applications, IS SPA '99, Brisbane, Australia, 1999.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. -502 с.
6. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - Москва: Техносфера, 2005, 592
7. Харкевич А.А. Борьба с помехами [Текст] / А.А. Харкевич – М.: Наука, 1965 – 280 с.
8. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И.В. Шахнович изд. 2-е, исп. и доп. – М.: Техносфера, 2006 – 288 с
9. J.A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller Codes," IEEE Transactions on information theory, vol. 45, no. 7, November 1999.
10. OFDM for wireless communications systems / Ramjee Prasad. p. cm— (Artech House universal personal communications series) Includes bibliographical references and index
11. Кантор Л.Я. и др. Спутниковая связь и вещание. Справочник. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1988. - 344 с.

12. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб.пособие для вузов/ В.А.Борисов, В.В.Калмыков, Я.М.Ковальчук и др.; Под ред. В.В.Калмыкова.- М.: Радио и связь, 1990.-304 С.

13. L. Wang, C. Tellambura, "An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems," Signal Processing and Information Technology, 2006 IEEE International Symposium on, Aug. 2006, Page(s): 840 - 845

14. H. Ochiai, H. Imai, "Performance of block codes with peak power reduction for indoor multicarrier systems," IEEE VTC'98, 1998

15. S. Shepherd, J. Orriss, S. Barton, "Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division, multiplex modulation," IEEE Transactions on communications, vol. 46, no. 1, January 1998.

16. J.A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller Codes,"<sup>1</sup> IEEE Transactions on information theory, vol. 45, no. 7, November 1999.

17. K. Sathanathan, C. Tellambura, "Coding to reduce both PAR and PICR of an OFDM signal," IEEE Communication letters, vol. 6, no. 8, August 2002.

18. Рашич А. В. Моделирование радиосистем передачи информации сетей беспроводного доступа / А. В. Рашич. — Деп. В ЦВНИ МО РФ, сборник рефератов, серия Б, выпуск №74, 2006. — 5 с.

19. Рашич А. В. Применение блочного кодирования для снижения пик-фактора сигналов с OFDM / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // Труды СПбГТУ № 507. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2008. — С. 170—178.

20. Рашич А. В. Снижение пик-фактора сигналов с ортогональным частотным уплотнением / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(55)/2008. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2008. — С. 79—84.

21. Рашич А. В. Способы нахождения подмножеств OFDM-сигналов с одинаковым пик-фактором / А. В. Рашич, Д. С. Избенников. — Деп. В ЦВНИ МО РФ, сборник рефератов, серия Б, выпуск №83. — 2008. — 5 с.

22. Рашич А. В. Формирование подмножеств OFDM-сигналов с одинаковым пик-фактором / А. В. Рашич, Д. В. Салкж // 10-я Санкт-Петербургская международная конференция Межрегиональная информатика-2006. Труды конференции. — СПб. : СПОИСУ, 2007. — С. 152—156.

23. Рашич А. В. Снижение пик-фактора OFDM-сигналов с помощью блочного кодирования / А. В. Рашич, С. Б. Макаров, Д. В. Салкж // 12-я Санкт-Петербургская международная конференция Межрегиональная информатика-2008. Труды конференции. — СПб. : СПОИСУ, 2008. — С. 141—146.

24. Рашич А. В. Метод формирования спектрально-эффективных OFDM-сигналов на основе неортогональных базисных функций / А. В. Рашич, С. Б. Макаров // Научно-технические ведомости СПбГПУ № 2(76)/2009. — СПб. : Изд-во Политехнического университета, 2009. — С. 94—98.

25. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. - М.: Радио и связь, 2000. -502 с.

26. Банкет В.Л., Дорофеев А.В. Цифровые методы в спутниковой связи. - М.: Радио и связь, 1988.- 239с.

27. Аджемов С.С., Кастейянос Г.Ц., Смирнов Н.И. Перспективы применения частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой//Зарубежная радиоэлектроника.-1987.-№9.С.3-9.

28. Протопопов Л.Н. Синтез оптимальных периодических сигналов с фазовой модуляцией//Радиотехника и электроника.-1980.-Т.25, №2, - С.329-335.

29. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника/ Пер. С чешек. Под ред. Л.С.Виленчика.-М.: Радио и связь, 1990,-528с.

30. Бураченко Д.Л. Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех—Л.: ВАС, 1990. 302 с.
31. Бураченко Д.Л., Юрченко Ю.П. Эффективность использования базы широкополосного сигнала. // Техника средств связи, сер. ТРС, 1987. №4, с. 15-23.
32. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.И. Интегралы и ряды. - М.: Наука. Главная редакция физ-мат. литературы, 1981.
33. Бабков В.Ю., Никитин А.Н., Осенний К.Н., Сивере М.А. Системы связи с кодовым разделением каналов - СПб: ТРИАДА, 2003 — 293 с.
34. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
35. Пугачев В.С. Теория вероятностей и математическая статистика. — М.: Наука, 1979
36. С.Х.Мэзон, Г.Циммерман. Электронные цепи, сигналы и системы.: Пер. с англ./М.:Издательство иностранной литературы. 1963г.
37. Пестряков В.В., Белоцкий А.К., Журавлев В.И., Сердюков П.Н. Дискретные сигналы с непрерывной фазой: теория и практика. Зарубежная радиоэлектроника.-1988.- №4.-С. 16-37.
38. Протопопов Л.Н. Синтез оптимальных периодических сигналов с фазовой модуляцией//Радиотехника и электроника.-1980.-Т.25, №2, - С.329-335.
39. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника/ Пер. С чешек. Под ред. Л.С.Виленчика.-М.: Радио и связь, 1990,-528с.
40. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб.пособие для вузов/ В.А.Борисов, В.В.Калмыков, Я.М.Ковальчук и др.; Под ред. В.В. Калмыкова.- М.: Радио и связь, 1990.-304 С.

41. Андреев А.М., Баушев С.В., Зайцев И.Е., Яковлев А.А. Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом//Зарубежная радиоэлектроника.-1992,- №9.-С.57-83.
42. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - 2-е изд., перераб. и доп. - М. : Сов. радио, 1970. — 728 с.
43. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М. : Радио и связь, 1983.- 320 с.
44. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М. : Радио и связь, 1982.-624 с.
45. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. - М. : Связь, 1978. — 328 с.
46. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. - 2-е изд., перераб. — М. : Сов. радио, 1974. - 552 с.
47. Жилияков, Е.Г. Оптимальные каналные сигналы при цифровой передаче с частотным уплотнением [Текст] / Е.Г. Жилияков, С.П. Белов, Д.В. Урсол // Научные ведомости БелГУ Серия: Информатика, Белгород: Изд-во БелГУ, № 7(62), Вып. 10/1 2009. - с.166 – 172.
48. Разработка на основе частотных представлений математических моделей и оптимальных методов обработки речевых сигналов при хранении и передаче речевых сообщений в информационно-телекоммуникационных системах (ИТС) [Текст]: отчет о НИР (промежуточный) : 20-06 / рук. Е. Г. Жилияков ; исполн.: Ф.Н. Лисецкий и др. – М., 2011. – 137 с.
49. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]: учеб. пособие для студ. вузов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2002. – 603с. : ил. – (Учебник для вузов).
50. Жилияков Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным на основе частотных представлений [Текст] / Е.Г. Жилияков. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. – 160 с.

51. Д. В. Урсол., «Разработка нового способа формирования сигналов для систем доступа к широкополосным мультимедийным услугам», - научно-технический отчет, 2013 г.

52. Сюваткин В.С. WiMAX – технология беспроводной связи: теоретические основы, стандарты, применение [Текст] / В.С. Сюваткин, В.И. Есипенко, И.П.Коваль, В.Г. Сухоробров под ред. д.т.н., проф, Крылова В.В. - БХВ- Петербург, 2005 – 354с.

53. Скляр Бернанд Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр изд. 2-е испр.: пер. с англ. – М.: «Вильямс», 2003 - 1104с. : ил

54. R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for wireless multimedia communications, Artech House, 2000.

55. OFDM for wireless communications systems / Ramjee Prasad. p. cm— (Artech House universal personal communications series) Includes bibliographical references and index.

56. T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," IEEE Trans. Commun., vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb. 1995.

57. Диксон Р.К. Широкополосные системы [Текст] / Р.К. Диксон под ред. В.И. Журавлева. М: Связь, 1979. -304с.

58. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов [Текст] / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк -М.: Радио и связь, 1976 – 288 с

59. Харкевич А.А. Борьба с помехами [Текст] / А.А. Харкевич – М.: Наука, 1965 – 280 с.

60. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И.В. Шахнович изд. 2-е, исп. и доп. – М.: Техносфера, 2006 – 288 с.