

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»

*На правах рукописи*

ЛЕВЧЕНКО АНДРЕЙ СЕРГЕЕВИЧ

**РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЮЩИХ И  
ПРИЁМНЫХ СРЕДСТВ ЦИФРОВЫХ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ**

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

**ДИССЕРТАЦИЯ**

**на соискание ученой степени кандидата технических наук**

Научный руководитель

доктор технических наук, член-корреспондент РАН

Дворкович Александр Викторович

Москва – 2017 г.

## Содержание

|  |     |
|--|-----|
| ВВЕДЕНИЕ.....  | 4   |
| ГЛАВА 1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ .....   | 12  |
| РАДИОПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ .....   | 12  |
| 1.1 Обзор модуляции COFDM .....  | 14  |
| 1.1.1. Ортогональность несущих .....   | 17  |
| 1.1.2. Циклический префикс .....   | 18  |
| 1.1.3. Эквалайзер канала .....   | 19  |
| 1.1.4. Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала.....   | 20  |
| 1.2 Обзор системы DVB-T2.....  | 22  |
| 1.3 Обзор системы DVB-S2.....  | 47  |
| 1.4 Обзор системы ISDB-T .....   | 53  |
| 1.5 Обзор системы DTMB-A .....   | 56  |
| 1.6 Обзор системы РАВИС.....   | 60  |
| 1.7 Обзор системы DRM+.....  | 63  |
| 1.8 Выводы по главе 1.....   | 64  |
| ГЛАВА 2. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА В<br>МНОГОЧАСТОТНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ.....  | 66  |
| 2.1 Проблема пик-фактора OFDM-сигнала .....  | 66  |
| 2.2 Обзор известных методов снижения пик-фактора в многочастотных системах передачи<br>данных .....  | 72  |
| 2.3 Метод селективного отображения.....  | 74  |
| 2.4 Метод резервирования тона .....  | 80  |
| 2.5 Метод активного расширения созвездия .....   | 88  |
| 2.6 Выводы по главе 2.....   | 98  |
| ГЛАВА 3. СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА В СИСТЕМЕ РАВИС.....   | 100 |
| 3.1 Сравнение эффективности различных методов снижения пик-фактора.....  | 100 |
| 3.2 Двухступенчатый метод снижения пик-фактора для РАВИС .....   | 101 |
| 3.3 Модифицированный метод активного расширения созвездия.....   | 102 |
| 3.4 Модифицированный метод резервирования тона.....  | 107 |
| 3.5 Сравнение результатов использования предложенного метода снижения пик-фактора с<br>методом, основанным на модифицированном методе резервирования тона..... | 119 |
| 3.6 Выводы по главе 3.....   | 122 |
| ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ<br>ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ .....  | 125 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.1 Синтез выражения для расчета LLR с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением .....  | 125 |
| 4.2 Оценка эффективности использования LLR с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением.....   | 129 |
| 4.3 Синтез выражения для расчета LLR при использовании техники поворота созвездия с учетом мультипликативной составляющей ошибки .....   | 132 |
| 4.4 Оценка эффективности использования LLR с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением при использовании техники поворота созвездия ..... | 136 |
| 4.5 Выводы по главе 4.....   | 141 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....   | 143 |
| СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....   | 145 |
| СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ.....  | 147 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....   | 148 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ А .....   | 153 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....  | 155 |

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы диссертации.** В современных цифровых системах радиопередачи данных широко используются сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием (в иностранной литературе - Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)), которые позволяют достичь высокой скорости передачи данных, сохраняя высокую помехоустойчивость приёма даже в условиях многолучевого распространения.

Несмотря на то, что базовые принципы OFDM-систем были описаны около 60 лет назад, победное шествие этого способа мультиплексирования началось относительно недавно - первые системы, основанные на нем, появились два-три десятилетия назад. Это связано с тем, что его аппаратная реализация требует осуществления обратного быстрого преобразования Фурье и довольно сложной обработки, которую возможно реализовать лишь на быстродействующей микроэлектронной цифровой базе. В настоящее время мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов является одной из наиболее широко используемых в современных широкополосных системах связи цифровой схемой модуляции. Ортогональное частотное мультиплексирование, которое в российской литературе также называют модуляцией OFDM, применяется в таких системах передачи данных как WiFi, WiMAX, LTE, и вещательных системах DVB-T, DVB-T2, ISDB-T, ISDB-S, DTMB, DAB, DRM.

Российский вклад в разработку цифровых вещательных систем представлен системой РАВИС (аудиовизуальная информационная система реального времени, международное название - RAVIS, Real-time Audiovisual Information System), разработанной под руководством д.т.н., проф. В.П. Дворковича. Система РАВИС предназначена для использования в диапазонах частот 65,8-74,0 и 87,5-108,0 МГц. Первое поколение данной системы позволяет осуществлять радио- и видеовещание при ширине канала 100-250 кГц. Разрабатываемое в настоящий момент второе поколение системы РАВИС вводит три новых режима вещания с полосой сигнала 500, 750 и 1000 кГц. Этот факт делает систему уникальной, поскольку ни одна вещательная система не обеспечивает такой гибкости при использовании частотного ресурса. РАВИС также использует ортогональное частотное мультиплексирование.

Мультиплексирование OFDM представляет собой метод передачи данных, состоящий в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных несущих и передача ведется параллельно на всех этих несущих, каждая из которых может модулироваться независимо от других различными способами. Вещественная огибающая сигнала на каждой несущей частоте имеет прямоугольную форму на полезной длительности символа. Высокая скорость передачи достигается за счет одновременной передачи данных по всем несущим.

Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных относительно низкая, это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

В одночастотных системах узкополосное замирание способно полностью прервать передачу данных. В многочастотных системах за счет использования помехоустойчивого кодирования даже при подавлении большого количества несущих возможно полное восстановление потерянных данных. Кроме того, за счет введения в OFDM сигнал так называемых пилотных несущих возможно учесть частотную характеристику многолучевого канала распространения радиосигнала и уменьшить негативное влияние амплитудных и частотно-избирательных замираний.

Одним из главных недостатков систем передачи данных, основанных на ортогональном частотном мультиплексировании, является высокий пик-фактор OFDM-сигнала. В отличие от систем с одночастотной модуляцией, в системах с ортогональной частотной модуляцией выходной сигнал, поступающий на усилитель мощности (УМ), состоит одновременно из многих (от сотен для систем DRM+ и РАВИС до десятков тысяч для DVB-T2 и DTMB-A) одночастотных сигналов, передаваемых на ортогональных на полезной длительности символа частотах. В результате в отдельные моменты времени большое количество несущих может сложиться в фазе, что приведет к большому по амплитуде выбросу сигнала относительно его среднего уровня. Это, в свою очередь, приводит высоким требованиям к линейности амплитудной характеристики усилителя мощности, необходимости использовать УМ с большим запасом по мощности и повышению уровня межканальной интерференции. Данный недостаток требует применения специальных методов, позволяющих снизить пик-фактор за счет снижения надежности приёма или эффективности использования частотного ресурса.

Известны различные методы снижения пик-фактора, такие как:

- 1) Методы, основанные на ограничении амплитуды;
  - 2) Методы, основанные на кодировании;
  - 3) Вероятностные методы, в том числе метод селективного отображения (англ. SLM - Selective Mapping) и метод PTS (англ. PTS – Partial Transmit Sequences);
  - 4) Метод резервирования тона (англ. TR - Tone Reservation);
  - 5) Метод инжектирования тона (англ. TI - Tone Injection);
  - 6) Метод активного расширения созвездия (англ. ACE – Active Constellation Extension)
- и другие.

Наиболее широкое применение в системах цифрового эфирного вещания получили метод резервирования тона (применяется в системах ATSC 3.0 и DVB-T2, RABIS) и активного расширения созвездия (применяется в ATSC 3.0, DVB-T2, DTMB-A).

Метод резервирования тона заключается в том, что в полосе сигнала выделяется набор резервированных несущих, которые не будут использоваться как информационные или служебные. Приёмник будет игнорировать резервированные поднесущие.

После того, как сформирован OFDM-символ, формируется корректирующий сигнал, который в частотной области имеет ненулевые составляющие только на резервированных несущих. Корректирующий сигнал формируется итеративно, при этом он добавляется к исходному сигналу, за счет чего происходит снижение пик-фактора. С точки зрения использования частотного ресурса сигнал, излучаемый в эфир, содержит на резервированных несущих бесполезные для приёмника компоненты. Таким образом, при применении метода резервирования тона происходит размен полосы сигнала на снижение пик-фактора.

Данный метод обеспечивает эффективное снижение пик-фактора (реально достижимый уровень гамма-процентного пик-фактора 6-7 дБ при  $\gamma = 0,999$ ) при достаточно большом количестве резервированных несущих, поэтому применяется в основном в системах передачи данных, использующих широкополосные сигналы. Его применение в системе RABIS первого поколения, в которой предусмотрена передача узкополосного сигнала, и, как следствие, невозможно использовать достаточное количество резервированных несущих без ощутимой потери скорости передачи данных, показывает высокие значения пик-фактора (8-9 дБ).

Эффективность метода активного расширения созвездия сильно зависит от используемого вида модуляции на информационных поднесущих: при модуляции QPSK достигается пик-фактор 6-7 дБ при  $\gamma = 0,999$ , однако при модуляции 64QAM пик-фактор превышает 10 дБ.

С учетом того, что ширина полосы сигнала RABIS варьируется от 100 до 2000 кГц, возникает проблема обеспечения низкого пик-фактора при различных видах модуляции одновременно при узкой и широкой полосе сигнала. Существующие методы не предлагают решения этой проблемы. Данная проблема имеет большую важность в связи с необходимостью обеспечить эффективное использование ОВЧ-диапазона частот, частично занятого ФМ-вещанием.

Другая важная проблема, связанная с вещанием в ОВЧ-диапазоне частот, – влияние многолучевого распространения сигнала. Эффекты, возникающие при таком распространении (узкополосные и амплитудные замирания) приводят к необходимости использования на приёмной стороне эквалайзера канала, который осуществляет оценку состояния канала (обычно

с использованием пилотных несущих, в системе DTMB – по специальному сигналу синхронизации).

Даже при использовании квазиоптимального Винеровского эквалайзера (что сопряжено с большими вычислительными затратами) при подвижном приёме постоянно изменяющиеся свойства радиоканала приведут к наличию ошибки оценки состояния канала на информационных несущих. В реальной приёмной аппаратуре используются более простые методы эквализации, что усугубляет ситуацию. Наличие ошибки оценки состояния канала при демодуляции принятого сигнала приводит к появлению мультипликативного шума.

Вопрос снижения влияния мультипликативных шумов при приёме OFDM-сигнала в многолучевом канале передачи данных недостаточно освещен в современной литературе, однако является крайне актуальным, поскольку его решение позволит снизить уровень отношения сигнал/шум при неизменной вероятности битовой ошибки, и, таким образом, увеличить энергетическую эффективность вещательной системы.

**Степень разработанности темы.** Идея метода резервирования тона принадлежит J. Tellado. Метод активного расширения созвездия предложен B.S. Krongold и D. L. Jones. Работы этих ученых стали фундаментом для применяемых в современных вещательных системах методов снижения пик-фактора.

В развитие этих методов также внесли вклад такие иностранные ученые как R. W. Bauml, R. F. H Fisher, J. B. Huber, Dae-Woon Lim, J.C. Chen, Byung Moo Lee, T. Jiang и другие. Российский вклад в развитие этих методов внесли Ю. С. Шинаков, А. В. Рашич, Е. О. Коржихин, И. В. Власюк и другие.

Исследования в основном направлены на повышение эффективности вышеупомянутых методов снижения пик-фактора, т.е. на достижение минимального уровня пик-фактора при минимальных искажении сигнала и частотных затратах.

В то же время, ряд актуальных вопросов, связанных с применением этих методов в реальных системах практически не раскрыт в печатных работах. К таким вопросам относятся:

- определение границ эффективности (в зависимости от количества поднесущих, режима модуляции, процента резервирования несущих и т.д.) применения тех или иных методов снижения пик-фактора;

- применение и увеличение эффективности метода резервирования тона при его использовании в системах с малым (менее 1000) числом поднесущих.

В части учета мультипликативной ошибки, возникающей при многолучевом распространении сигнала, стоит отметить работы таких ученых как Y. Shibata, Dae-Ig Chang, Michael Mao Wang. В их работах рассмотрены способы учёта ошибки оценки состояния канала

при демодуляции OFDM-сигнала. Тем не менее, в их работах предлагаются неточные (упрощенные с точки зрения вычисления) решения, а также не рассматриваются вопросы учёта мультипликативной ошибки (возникающей вследствие неточной оценки канала) при демодуляции OFDM-сигнала с использованием техники поворота сигнального созвездия.

**Объектом** исследования данной работы являются передающие и приёмные средства цифровых радиосистем передачи данных, основанные на ортогональном частотном мультиплексировании.

**Предметом исследования** являются способы снижения пик-фактора OFDM-сигналов и способы демодуляции OFDM-сигналов.

**Целью работы** является совершенствование существующих методов снижения пик-фактора и поиск технических решений, позволяющих обеспечить низкий пик-фактор одновременно при малых и больших количествах несущих в сигнале, а также поиск способов демодуляции сигнала, обеспечивающих более надёжный приём, чем применяемые в современных системах вещания.

Для достижения поставленной цели решены следующие **задачи**:

1. Исследовать существующие вещательные радиосистемы на физическом уровне с целью поиска элементов систем, позволяющих за счёт доработки улучшить параметры систем;
2. Исследовать существующие методы снижения высокого пик-фактора сигнала (как основного недостатка модуляции OFDM) и оценить их эффективность при применении в системе РАВИС;
3. Усовершенствовать существующие методы снижения пик-фактора с целью обеспечения более низких требований к линейности усилителя мощности как при малом, так и при большом числе поднесущих;
4. Обеспечить более надёжную передачу данных в каналах с многолучевым распространением сигнала за счёт учёта мультипликативной составляющей ошибки на приёмной стороне.

**Научную новизну** составляют следующие результаты:

1. Проведен сравнительный анализ существующих методов снижения пик-фактора (SLM, TR, ACE) и оценена их эффективность для системы РАВИС;
2. Разработан метод снижения пик-фактора для системы РАВИС, позволяющий обеспечить низкий пик-фактор как при малом, так и при большом числе поднесущих;
3. Разработана модификация обеспечивающего снижение пик-фактора метода резервирования тона, позволяющая увеличить его эффективность при узкой полосе сигнала за



счет использования внеполосного излучения без выхода за пределы допустимой спектральной маски;

4. Разработан способ расчета логарифма отношения правдоподобия, позволяющий снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учета мультипликативной составляющей ошибки;

5. Сформулирован способ демодуляции при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения при использовании техники поворота сигнального созвездия.

**Теоретическая и практическая значимость работы.** В рамках работ ООО «НПФ «САД-КОМ» над оборудованием для системы цифрового наземного вещания РАВИС использованы предложенный автором комбинированный метод снижения пик-фактора с помощью ограниченной спектральной маской внеполосных тонов и модифицированного метода активного расширения созвездия, а также метод демодуляции сигнала, позволяющий снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учёта мультипликативной составляющей ошибки. Основные результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций физтех-школы радиотехники и компьютерных технологий МФТИ в рамках программы дисциплины «Цифровые системы вещания».

**Методы и средства исследований** основываются на теории преобразования Фурье, теории вероятностей и математической статистики, теории колебаний, методах цифровой обработки и формирования сигналов, методах математического моделирования и эксперимента.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Предложенный двухступенчатый метод снижения пик-фактора относительно классического метода резервирования тона позволяет снизить максимальный по всем режимам пик-фактор:

- при 2,5% резервированных несущих на 2 дБ (QPSK), 1,8 дБ (16QAM) и 1,4 дБ (64QAM), а в отдельных режимах – до 3,3 дБ;
- при 5% резервированных несущих на 1,8 дБ (QPSK), 1,2 дБ (16QAM) и 1 дБ (64QAM), а в отдельных режимах – до 2,3 дБ.

2. Модификация метода резервирования тона позволяет снизить пик-фактор относительно классического метода резервирования тона на дополнительные 0,2-1,5 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и на 0,5-0,7 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при любом виде модуляции.

3. Усовершенствованный демодулятор позволяет снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учета

мультипликативной составляющей ошибки при классическом приёме (энергетический выигрыш не менее 0,5 дБ).

4. Сформулированный способ расчета логарифма отношения правдоподобия при демодуляции сигнала с использованием техники поворота сигнального созвездия позволяет получить энергетический выигрыш относительно классического приёма не менее 1 дБ.

**Личный вклад соискателя.** Все изложенные в диссертации результаты исследований получены соискателем лично.

**Апробация результатов диссертационных исследований.** Результаты диссертационных исследований обсуждались на 6 международных научно-технических конференциях:

- 15 международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, 2013 г.;
- XX международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, 2014 г.;
- международный научно-технический семинар «Методы и алгоритмы обработки квазидетерминированных и стохастических сигналов и изображений в условиях различной априорной неопределенности», Москва, 2014 г.;
- XXI международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, 2015 г.;
- XXII международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», Москва, 2016 г.;
- 6th Mediterranean Conference on Embedded Computing, Bar, 2017.

**Достоверность результатов работы** обеспечивается:

- применением математических моделей, отражающих все существенные свойства исследуемых объектов;
- выбором объемов моделирования, достаточных для получения достоверных результатов;
- сопоставлением результатов моделирования с результатами экспериментов.

**Публикации.** По теме диссертационного исследования опубликовано 8 научных работ, из них 3 работы в изданиях из перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук; 6 научных работ выполнено без соавторства.

**Структура диссертации.** Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и приложений.

В первой главе рассмотрена структура современных цифровых систем радиопередачи данных на физическом уровне модели OSI.

Во второй главе определено понятие пик-фактора OFDM-сигнала, рассмотрены статистические характеристики пик-фактора, определены предельные значения пик-фактора при различном числе поднесущих. Рассмотрены применяемые в современных системах связи методы снижения пик-фактора. Проведено математическое моделирование использования рассмотренных методов снижения пик-фактора применительно к системе РАВИС второго поколения.

В третьей главе произведено сравнение различных методов снижения пик-фактора, примененных к системе РАВИС, сформулирован двухступенчатый метод снижения пик-фактора, который целесообразно применять в системе РАВИС второго поколения для обеспечения низкого пик-фактора одновременно при широкой и узкой полосе передаваемого сигнала. Изложен разработанный автором модифицированный метод резервирования тона, позволяющий за счет использования внеполосного излучения в допустимых требованиями электромагнитной совместимости уровнях получить дополнительное снижения пик фактора на 1-1,5 дБ.

В четвертой главе изложены разработанные автором методы расчета логарифма отношения правдоподобия, позволяющие увеличить энергетическую эффективность системы вещания за счет учета мультипликативной ошибки, возникающей при работе в многолучевом канале.

Работа изложена на 157 страницах машинописного текста, включающего 96 рисунков, 55 таблиц и список литературных источников из 93 наименований. В приложениях приведены копии 2 актов о внедрении результатов диссертационной работы, а также копия заявки на патент.

Автор выражает высочайшую благодарность научному руководителю, доктору технических наук, член-корреспонденту РАН Дворковичу Александру Викторовичу за предоставленную возможность заниматься научной деятельностью и всестороннюю помощь, оказанную в рамках данной работы. Также автор выражает благодарность Олесневичу Александру Леонидовичу за консультации в области теории вероятностей и математической статистики.

## ГЛАВА 1. ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ РАДИОПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В данной главе проведен обзор современных цифровых систем радиопередачи данных с точки зрения структуры физического уровня и применяемых методов помехоустойчивого кодирования, отображения на созвездие, перемежения, модуляции и передачи в реальных радиоканалах связи. На рисунке 1.1 приведено географическое распределение действующих эфирных цифровых систем телевизионного вещания.

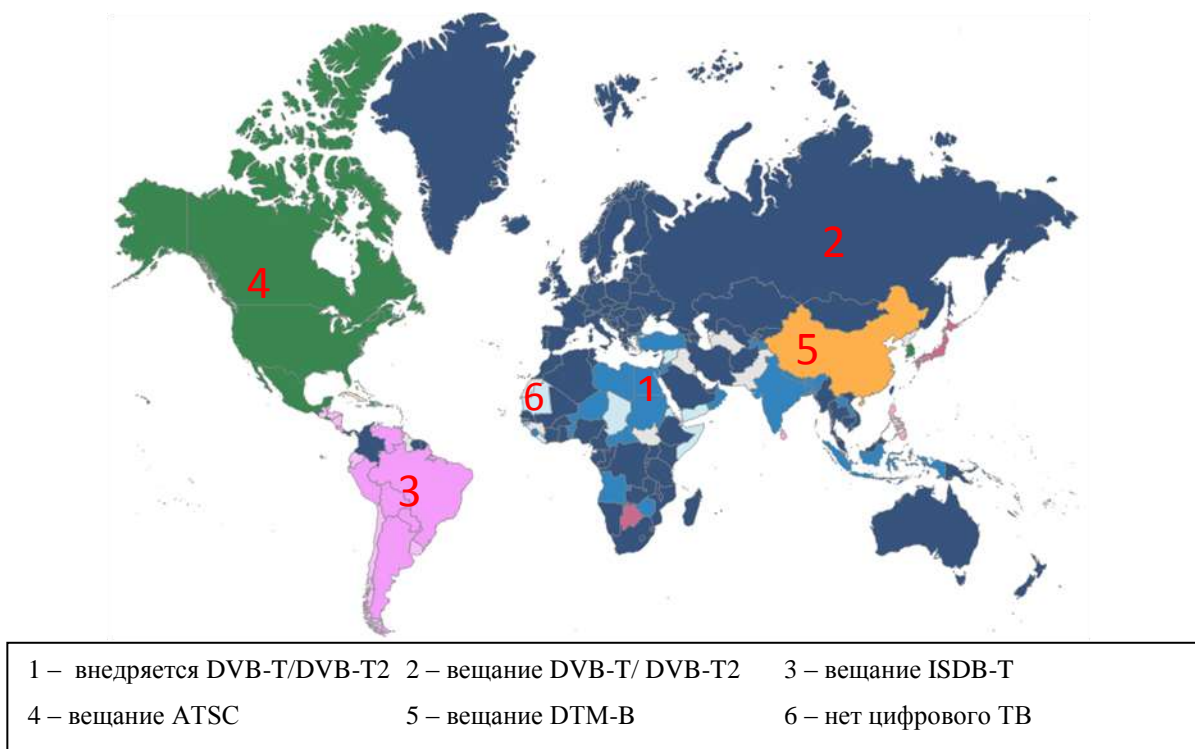


Рисунок 1.1 – Географическое распределение действующих эфирных цифровых телевизионных систем

Среди современных цифровых систем радиопередачи данных в части телевизионного вещания распространение получили такие системы как ATSC, DVB-T2, DVB-S2, ISDB-T, ISDB-S, DTMB. В таблице 1.1 приведены основные характеристики вышеуказанных систем телевизионного радиовещания.

ATSC [8,9] - набор стандартов, разработанных Advanced Television Systems Committee в качестве замены NTSC для цифрового телевизионного вещания через эфирные, кабельные и спутниковые сети. Вещание впервые запущено в 2008-2009 годах в США. Цифровое телевидение ATSC основано на запатентованном фирмой Zenith методе многоуровневой модуляции с частично подавленной боковой полосой частот [57] (VSB, Vestigal Side-Band). Для цифрового наземного ТВ используется 8-уровневая модуляция с треллисным или решетчатым кодированием (8-VSB). В стандарте предусмотрено и кабельное телевидение, основанное на 16-

уровневом VSB модуляции без треллисного кодирования. В силу того, что разрабатываемое следующее поколение стандарта ATSC 3.0 [6,7] будет основано на модуляции COFDM, в дальнейшем действующий стандарт ATSC 1.0 рассматриваться не будет.

Таблица 1.1 – Основные характеристики современных цифровых систем телевизионного радиовещания

| Система | Тип вещания | Частотный диапазон | Полоса сигнала | Модуляция     | Зона действия наземного вещания   |
|---------|-------------|--------------------|----------------|---------------|-----------------------------------|
| ATSC    | наземное    | VHF, UHF           | 6 МГц          | VSB           | Северная Америка                  |
| DVB-T2  | наземное    | VHF, UHF           | 6-8 МГц        | COFDM         | Европа, Россия, Австралия, Африка |
| DVB-S2  | спутниковое | C, Ku, Ka          | -              | одночастотная | -                                 |
| ISDB-T  | наземное    | C, Ku              | 6-8 МГц        | BST-ODFM      | Япония, Южная Америка             |
| ISDB-S  | спутниковое | C, Ku              | -              | BST-ODFM      | -                                 |
| DTMB-A  | наземное    | VHF, UHF           | 6-8 МГц        | TDS-OFDM      | Китай (тестовое)                  |

Стандарты DVB-T2 [18] и DVB-S2 [16,17] относятся ко второму поколению семейства стандартов цифрового телевидения Digital Video Broadcasting (DVB), разработанных европейской организацией DVB Project. Вещание впервые запущено в 2009 году в Англии. Стандарты реализованы в виде документов Европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI). В них рассматриваются все уровни модели взаимодействия открытых систем OSI. Кроме стандартов DVB Project выпускает представляющие большой интерес для исследователя так называемые «голубые книги» (bluebooks), содержащие разрабатываемые перспективные технологии, которые потенциально могут быть применены в стандартах DVB. Стандарт DVB-T2 подробно рассмотрен в разделе 1.2, стандарт DVB-S2 кратко рассмотрен в разделе 1.3.

Стандарты ISDB-T [5] и ISDB-S [4] (Integrated Services Digital Broadcasting) относятся к семейству стандартов цифрового телевидения и цифрового радио, разработанных японской организации ARIB. Вещание впервые запущено в 2003 году в Японии. Стандарт ISDB-T кратко рассмотрен в разделе 1.4, стандарт ISDB-S не рассматривается.

Стандарт DTMB [47,48] был создан как слияние китайских стандартов ADTB-T, разработанного университетом Shanghai Jiao Tong, и DMB-T, разработанного университетом Tsinghua. Вещание впервые запущено в 2008 году в Китае. В 2013 году началось тестовое вещание по стандарту следующего поколения DTMB-A [46]. Стандарт DTMB-A рассмотрен в разделе 1.5.

Среди современных цифровых систем радиопередачи данных в части эфирного мобильного радиовещания следует рассматривать системы ATSC-M/H, DVB-H2, T-DMB,

DRM+ и PABIS. В таблице 1.2 приведены основные характеристики вышеуказанных систем мобильного радиовещания.

Стандарт PABIS [63,66] рассмотрен в разделе 1.6.

Таблица 1.2 – Основные характеристики современных цифровых систем мобильного радиовещания

| Система  | Тип вещания | Частотный диапазон | Полоса сигнала       | Модуляция | Зона действия наземного вещания                 |
|----------|-------------|--------------------|----------------------|-----------|---|
| DRM+     | мультимедиа | HF, VHF-I, VHF-II  | 100 кГц              | COFDM     | Европа, США, Австралия,                         |
| DVB-H    | мультимедиа | VHF-III, UHF       | 5-8 МГц              | COFDM     | США, страны Европы, Малайзия, Китай, ЮАР, Индия |
| DVB-NGH  | мультимедиа | VHF-III, UHF       | 5-8 МГц              | COFDM     | Стандарт в состоянии разработки                 |
| HD Radio | радио       | HF VHF             | 10-20 кГц<br>200 кГц | COFDM     | США, Южная Америка                              |
| DAB+     | радио       | VHF-III            | 1.53 МГц             | COFDM     | Европа, Канада,                                 |
| T-DMB    | мультимедиа | VHF-III, UHF       | 1.53 МГц             | COFDM     | Южная Корея                                     |
| PABIS    | мультимедиа | VHF-I, VHF-II      | 100-250 кГц          | COFDM     | Стандарт в состоянии разработки                 |

Стандарт DRM+ [21] разработан международным консорциумом Digital Radio Mondiale на основе стандарта DRM. Основными нововведениями является работа в VHF-диапазоне (DRM предполагает вещание на частотах ниже 30 МГц) и новые режимы OFDM-модуляции. Стандарт DRM+ кратко рассмотрен в разделе 1.7.

Из таблиц 1.1 и 1.2 следует, что фактически единственным способом модуляции в современных наземных вещательных системах (кроме ATSC, которая была разработана в 1996 году и является относительно устаревшей) является COFDM модуляция. Кроме вышеупомянутых систем COFDM широко применяется в беспроводных системах связи стандарта IEEE 802.11a/g/n [30-32], IEEE 802.16, IEEE 802.20, HIPERLAN/2 и беспроводных системах связи стандарта LTE. Именно она и будет рассматриваться в дальнейшем в данной работе.

## 1.1 Обзор модуляции COFDM

Несмотря на то, что базовые принципы OFDM-систем были описаны около 50 лет назад, мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing) [43,86] является одной из наиболее широко используемых в современных широкополосных системах связи цифровой схемой модуляции.

Мультиплексирование OFDM представляет собой метод передачи данных, состоящий в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных несущих

(рисунок 1.2) и передача ведется параллельно на всех этих несущих, каждая из которых может модулироваться независимо от других. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем каналам. Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных относительно низкая, это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции. Способ борьбы с межсимвольной интерференцией OFDM-сигнала рассмотрен в разделе 1.1.2.

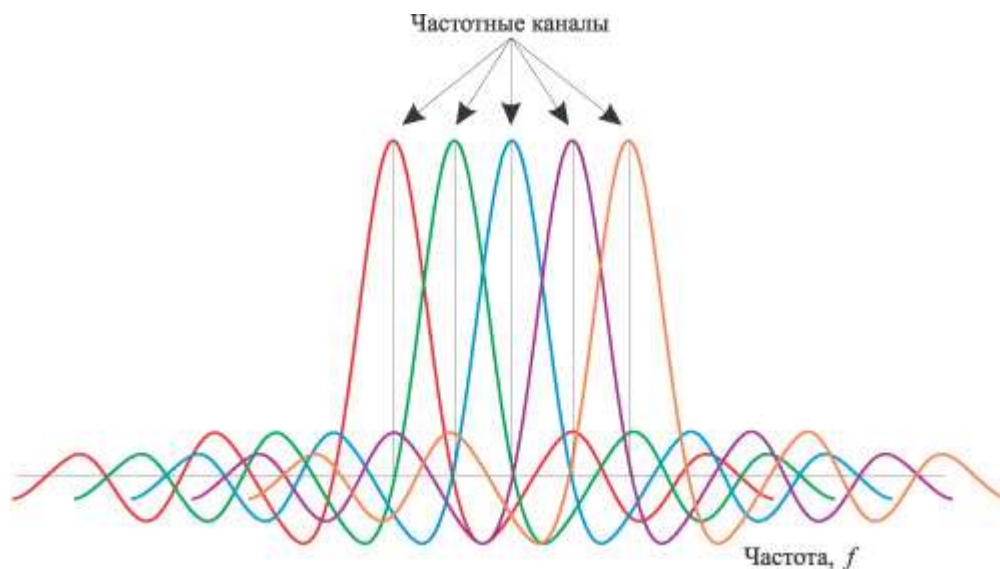


Рисунок 1.2 – Спектр OFDM-сигнала

При частотном разделении каналов для экономного использования всей полосы частот канала, разделяемого на несущие, желательно как можно более плотно расположить их, но при этом избежать межканальной интерференции. Частотные каналы, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называются ортогональными. Несущие сигналы всех частотных несущих (а точнее, функции, описывающие эти сигналы) должны быть ортогональны друг другу. Важно, что хотя спектры несущих могут перекрывать друг друга, ортогональность несущих сигналов гарантирует независимость каналов друг от друга, и, следовательно, отсутствие межканальной интерференции. Условия, необходимые для ортогональности несущих OFDM-сигнала, рассмотрены в разделе 1.1.1.

Технически метод COFDM обычно реализуется путем выполнения обратного дискретного преобразования Фурье (далее ОДПФ) [76] в передатчике и прямого дискретного преобразования Фурье (далее - ДПФ) - в приемнике.

Функционирование абстрактной системы передачи данных, основанной на модуляции COFDM в соответствии с рисунком 1.3, можно описать следующим образом:

- кодированные двоичные данные, поступающие с одного или нескольких источников входных данных, последовательно отображаются на ячейки сигнального созвездия (в качестве

типа модуляции может выступать любой дискретный метод модуляции), причем для различных источников входных данных может применяться свой метод модуляции;

- накапливается определенное число ячеек, которые отображаются на частотную сетку;
- в специально выделенные точки частотной сетки вводятся служебные несущие (полученный сигнал называется OFDM-символом);
- с помощью ОДПФ сигнал переносится во временную область, в него вводится префикс-сигнал, сигнал усиливается и передается на АФУ;
- пройдя через среду распространения, сигнал поступает на приемник, который с помощью пилотных тонов обеспечивает грубую временную и частотную синхронизацию и удаление защитного интервала;
- при помощи ДПФ сигнал переносится в частотную область, в которой производится точная временная и частотная синхронизация и оценка канала по его состоянию на частотах пилотных несущих;
- осуществляется перенос сигнала с информационных несущих на ячейки созвездия;
- ячейки созвездия демодулируются;
- демодулированный сигнал декодируется.



Рисунок 1.3 – Структурная схема системы OFDM

Технология COFDM хорошо зарекомендовала себя, в том числе среди вещателей ТВ программ как надежный метод доставки цифровых сигналов потребителю. Главным преимуществом метода передачи COFDM является возможность его использования при многократных отражениях излучаемых сигналов от строений, стен и т.п. с коррекцией возникающих при приеме искажений и ошибок.

Преимущества технологии COFDM:

- спектральная эффективность,



- высокая помехоустойчивость,
- обеспечение устойчивой работы как в случае стационарного, так и мобильного приёма.

Всё это послужило дополнительным импульсом для широкого внедрения технологии в различных областях производства телевизионной продукции.

К недостаткам систем COFDM можно отнести высокие требования, предъявляемые к линейности усилителя мощности и относительно сложную обработку на приёмной стороне.

### 1.1.1. Ортогональность несущих

Частотный разнос  $\Delta f$  между соседними несущими  $f_1, f_2, \dots, f_n$  в групповом радиоспектре при частотном разделении должен обеспечивать минимум межканальной интерференции. При этом возможно применение двух методов частотного разделения (демультиплексирования) несущих - с помощью полосовых фильтров или с помощью ортогональных преобразований сигналов.

В первом случае частотный разнос между модулированными несущими выбирается таким, чтобы их соседние боковые полосы взаимно не перекрывались. Это условие будет выполнено, если величину частотного разноса выбрать как  $\Delta f > \frac{2}{T_u}$ , где  $T_u$  - длительность информационного символа. Однако при этом спектральная эффективность будет низкой.

Напротив, модуляция OFDM характеризуется сильным перекрытием спектров соседних несущих, что позволяет уменьшить в два раза значение частотного разноса и во столько же раз повысить плотность передачи цифровой информации. Благодаря ортогональному методу демодуляции несущих группового спектра происходит компенсация помех от соседних частот, несмотря на то, что их боковые полосы взаимно перекрываются.

Для выполнения условий ортогональности необходимо, чтобы выполнялось два условия:

- 1) значение центральной частоты OFDM-спектра было таково, чтобы колебание укладывалось на длительности символа целое число раз (другими словами, центральная частота  $f_c$  должна быть кратна  $\frac{1}{T_u}$ ),
- 2) частотный разнос между соседними несущими был постоянен и точно равен значению  $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ .

Рассмотрим взаимную энергию  $E_{s_1, s_2}$  на длительности символа  $T_u$  двух таких несущих  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , такими, что  $f_2 - f_1 = k\Delta f$ , где  $k$  - целое число:

$$s_1(t) = A_1 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1)$$

$$s_2(t) = A_2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2)$$

$$\begin{aligned}
E_{s_1, s_2} &= \int_0^{T_u} s_1(t) \cdot s_2(t) dt = A_1 A_2 \int_0^{T_u} \cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) dt = \\
&= A_1 A_2 \int_0^{T_u} [\cos(2 \cdot \pi \cdot (f_2 - f_1) \cdot t + \varphi_1 - \varphi_2) + \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_1 + f_2) \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2)] dt = \\
&= A_1 A_2 \int_0^{T_u} \left[ \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{T_u} \cdot t + \varphi_1 - \varphi_2\right) + \cos\left(2 \cdot \pi \cdot \left(2f_1 + \frac{k}{T_u}\right) \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2\right) \right] dt
\end{aligned}$$

Каждая из подынтегральных компонент представляет собой гармоническое колебание, которое совершает целое число колебаний на длительности символа и, как следствие,  $E_{s_1, s_2} = 0$ . Таким образом, несущие такого сигнала *ортогональны на длительности символа*.

Следует заметить, что если рассматривать реализацию такого сигнала на длительности, отличной от  $T_u$ , то взаимная энергия несущих может быть ненулевой, и, как следствие, ортогональность нарушается.

### 1.1.2. Циклический префикс

Одним из главных преимуществ метода OFDM является его устойчивость к эффекту многолучевого распространения, в том числе МСИ. Для борьбы с МСИ в OFDM-сигнал вводят циклический префикс [50]. Способ введения циклического префикса пояснен на рисунке 1.4. Под термином «циклический префикс» подразумевается защитный интервал длительностью  $T_g$  перед OFDM-символом, являющийся повторением окончания самого символа. Циклический префикс выполняет две функции:

- 1) в качестве защитного интервала он уменьшает межсимвольную интерференцию с предыдущим символом;
- 2) упрощает преобразование сигнала в частотную область посредством ДПФ, т.к. защитный интервал является повторением части сигнала, и, следовательно, линейную свертку такого сигнала можно обрабатывать как циклическую.

Циклический префикс гарантирует отсутствие межсимвольной интерференции только в том случае, если отраженный сигнал при многолучевом распространении задержан не больше, чем на длительность циклического префикса  $T_g$ .

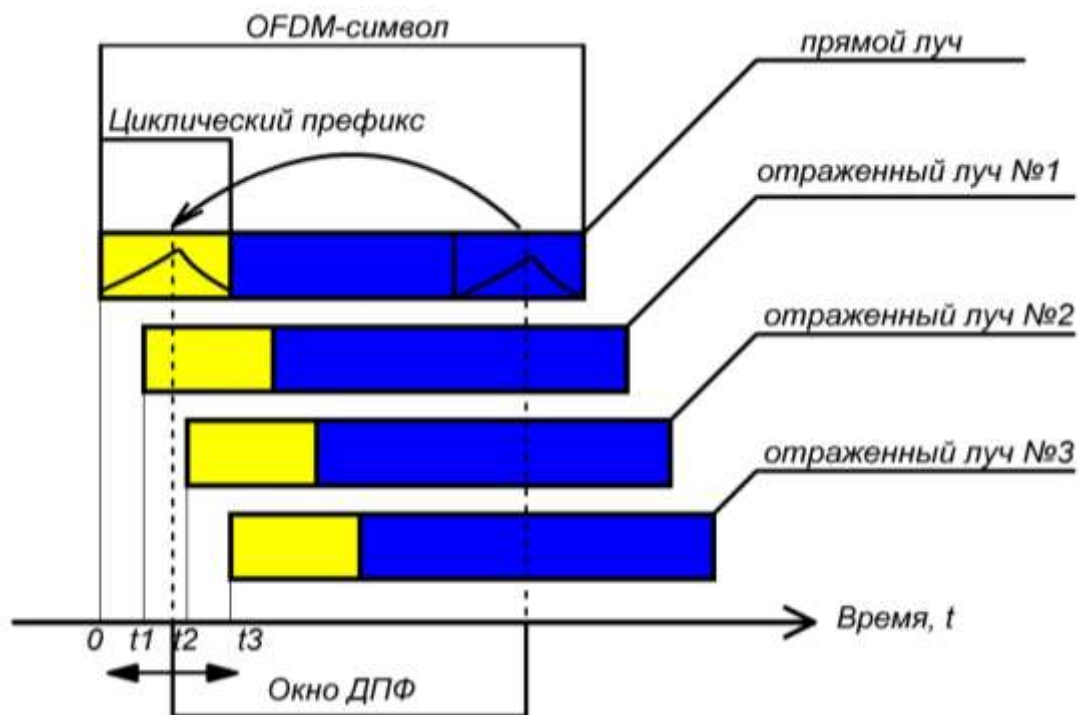


Рисунок 1.4 – Циклический префикс

### 1.1.3. Эквалайзер канала

Такой эффект многолучевого распространения сигнала как замирания, может рассматриваться как неизменный в течение длительности символа. При этом, в силу их узкополосности, каждую из несущих символа OFDM можно рассматривать как «плоский» канал со своим собственным комплексным коэффициентом передачи.

Это позволяет осуществлять коррекцию канала в частотной области, что значительно проще, чем коррекция во временной области, применяемая в одночастотных системах передачи данных. В системах OFDM коррекция канала заключается в умножении сигнального созвездия на комплексное число, которое описывает характеристику канала на этой несущей.

При использовании дифференциальной модуляции DPSK или DQPSK можно не применять эквалайзер, поскольку некогерентные схемы нечувствительны к медленно меняющимся амплитудным и фазовым искажениям [79].

Отдельные несущие в отдельных символах могут переносить так называемый пилотный сигнал, предназначенный для измерения состояния канала - амплитудного множителя и фазового поворота несущих. Пилотный сигнал также используется для точной временной синхронизации (для уменьшения межсимвольной интерференции) и для точной частотной синхронизации (для уменьшения межканальной интерференции, вызванной доплеровским сдвигом) [73].

Как альтернативу пилотному сигналу в отдельных системах применяют т.н. «слепое оценивание» или специальный сигнал, предшествующий основному символу.

## 1.1.4. Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала

На длительности символа  $T$  комплексную огибающую OFDM-сигнала можно представить как

$$s_{symbol}(t) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_n \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot t), \quad (1.1)$$

где  $t \in \left[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}\right]$ ,  $f_n = \frac{n}{T}$ ,  $X_n$  - значение ячейки OFDM-символа на  $n$ -ой частоте.

Бесконечную последовательность OFDM-символов можно представить как

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{n,i} \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot t) \cdot w(t - iT), \quad (1.2)$$

где  $t \in [-\infty; +\infty]$ ,  $i$  - номер символа в бесконечной последовательности,  $X_{n,i}$  - значение ячейки OFDM-символа на  $n$ -ой частоте в  $i$ -ом символе,  $w(t - iT)$  - оконная функция, при помощи которой осуществляется «сшивка» символов.

Спектральная плотность мощности такого сигнала определяется следующим образом:

$$G(f) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{MT} \overline{|S_\xi(f - f_n)|^2}, \quad (1.3)$$

где  $\xi$  - реализация сигнала  $s(t)$  длиной  $M$  символов:

$$\xi(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{n,i} \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot f_n \cdot t) \cdot w(t - iT).$$

Спектр этой реализации определяется как

$$\begin{aligned} S_\xi(f) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi(t) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) dt = \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{n,i} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} w(t - iT) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t) dt = \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} X_{n,i} \cdot S_w(f - f_i) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot i \cdot T), \end{aligned} \quad (1.4)$$

где  $S_w(f)$  - спектр оконной функции.

Средний квадрат такого спектра можно упростить:

$$\overline{|S_\xi(f - f_n)|^2} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M e^{-j \cdot 2\pi(i-j)T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} \overline{X_{n,i} X_{m,j}} S_w(f - f_i) S_w^*(f - f_j).$$

При условии, что на разных частотах и в разных символах ячейки статистически независимы,  $\overline{X_{n,i}X_{m,j}}$  принимает ненулевые значения только при  $n = m$  и  $i = j$ , а каждая точка сигнального созвездия появляется с одинаковой вероятностью,

$$\overline{|S_{\xi}(f - f_n)|^2} = \sum_{i=1}^M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_w(f - f_i)|^2 = M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_w(f - f_i)|^2. \quad (1.5)$$

Подставляя (1.5) в (1.3) получим

$$G(f) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{MT} M \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_w(f - f_i)|^2 = \frac{1}{T} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} |S_w(f - f_i)|^2, \quad (1.6)$$

или

$$G(f) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} G_w(f - f_i), \quad (1.7)$$

где  $G_w(f)$  – спектральная плотность мощности одночастотного сигнала.

В случае когда «сшивки» символов не производится, окно имеет прямоугольную форму, и, как следствие

$$G(f) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} A_n^2 T^2 \frac{\sin^2[\pi i \cdot (f - f_i)]}{[\pi i \cdot (f - f_i)]^2}, \quad (1.8)$$

где  $A_n$  обычно имеет единичное значение на информационных несущих, нулевое значение на неактивных несущих и может превышать единичный уровень на пилотных несущих и несущих TR.

На рисунке 1.5 приведена спектральная плотность мощности OFDM сигнала, состоящего из 2239 несущих, построенная в соответствии с (1.8).

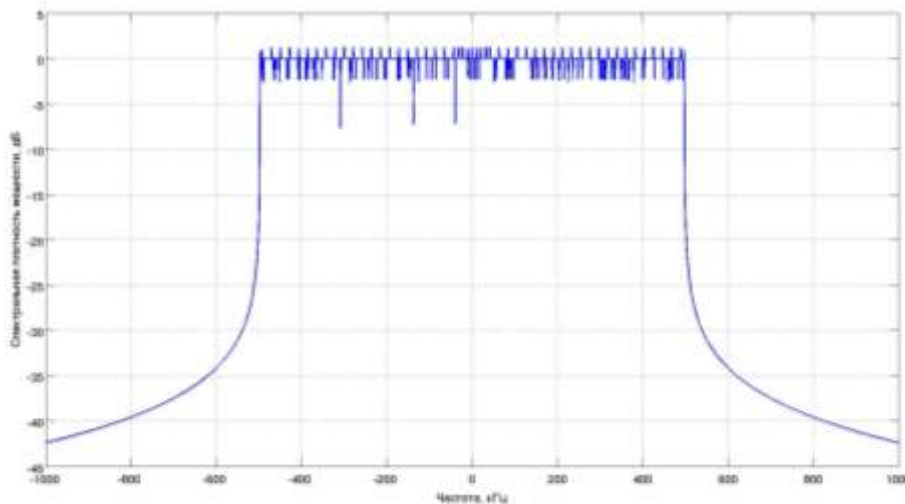


Рисунок 1.5 – Спектральная плотность мощности OFDM-сигнала

## 1.2 Обзор системы DVB-T2

В 2006 году в рамках консорциума DVB был создан исследовательский комитет, который должен был приступить к разработке стандарта DVB-T2 [23], реализующего следующий ряд требований:

1. обеспечение приёма на существующие домашние антенны;
2. обратная совместимость с существующей вещательной сетью;
3. увеличение пропускной способности канала на 30-50%;
4. реализация в одном радиочастотном канале услуг с разным уровнем помехоустойчивости;
5. повышение гибкости использования полосы и частот;
6. улучшение работы одночастотных сетей;
7. введение механизмов снижения пик-фактора.

На настоящее время вещание в формате DVB-T2 и его предшественнике ведется во всех странах Европейского союза, России, Украине, Белоруссии, в большей части стран Африки, Австралии и др.

На рисунке 1.6 приведена обобщенная структурная модель системы DVB-T2.

На вход системы поступает один (в стандарте обозначается как режим типа «А») или больше (режим типа «В») потоков данных. В качестве потока данных могут выступать:

1. транспортный поток Transport Stream (TS) [33];
2. обобщенный инкапсулированный поток GSE [22];
3. обобщенный непрерывный поток GCS;
4. обобщенный поток пакетов фиксированной длины GFPS (введен для совместимости со стандартом DVB-S2).

Модули адаптации режима [18], расположенные перед планировщиком, предназначены для формирования блоков данных базовой полосы (BBFRAME), в которые входят заголовки BBFRAME и поля данных BBFRAME (см. рисунок 1.7). Для этого осуществляется формирование заголовка BBFRAME размером 10 байт, формат которого приведен на рисунке 1.8. В режиме типа «А» в поле MATYPE передаются сведения о типе потока, режиме модуля адаптации потока, режиме кодирования и модуляции, наличии поля ISSY, наличии удаления нулевых пакетов, второй байт принимает значение 0. В режиме типа «В» во второй байт поля MATYPE записывается идентификатор входного потока. В поле UPL передается длина пользовательского пакета в битах в пределах от 0 до 65535. В поле DFL передается длина поля данных в битах в пределах от 0 до 53760. В поле SYNC передается копия синхробайта пользовательского пакета.

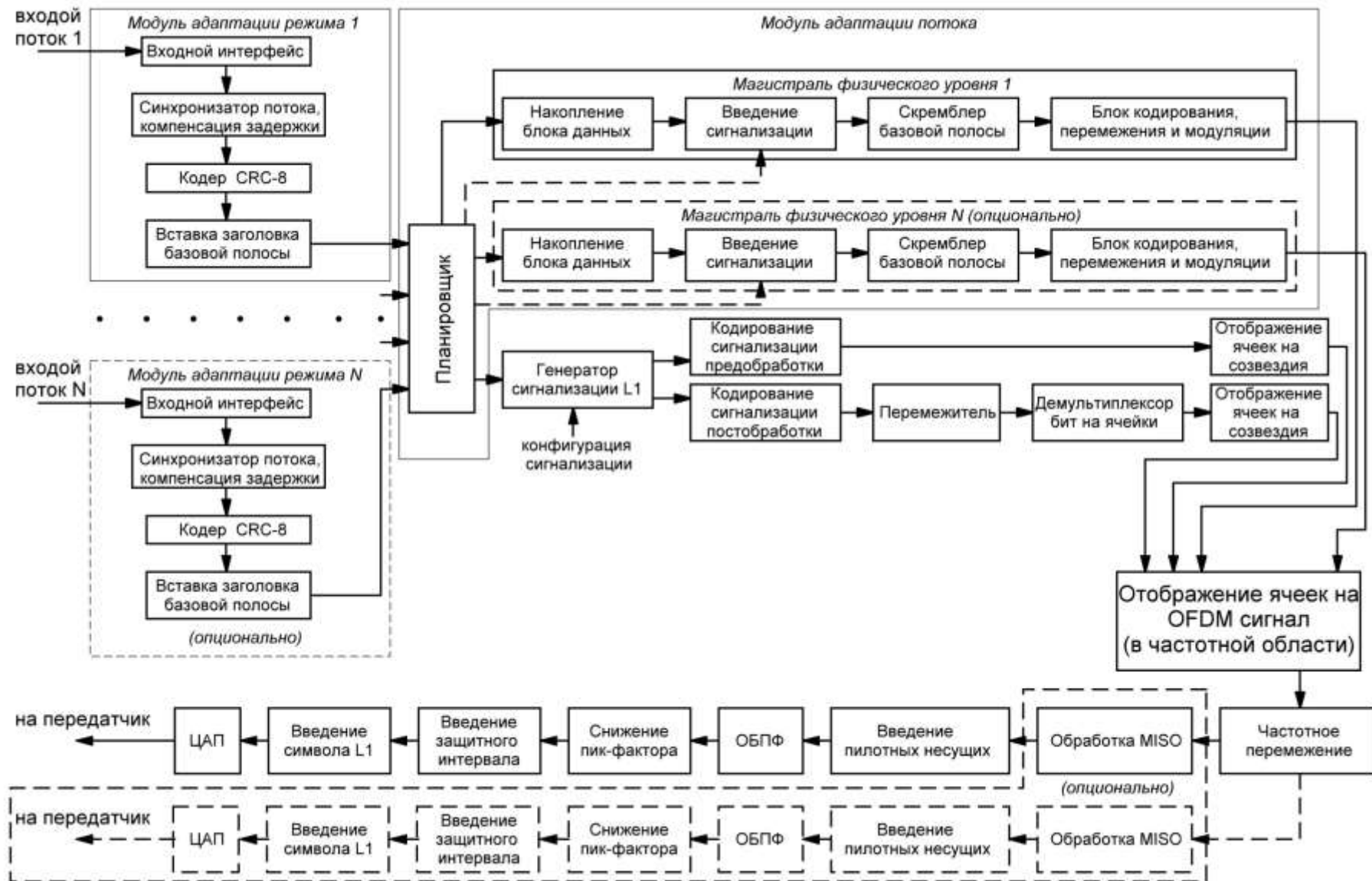


Рисунок 1.6 – Обобщенная структурная схема передающей части системы DVB-T2

В поле SYNCD передается расстояние от конца заголовка BBFRAME до первого окончания пользовательского пакета (рисунок 1.7). Значение SYNCD=65535 означает, что ни одного пользовательского пакета не начинается в БДПБ. В поле CRC MODE передается результат операции ИЛИ-НЕ между кодом обнаружения ошибок, примененным к первым 9 байтам заголовка и 0 в обычном режиме, 1 в режиме с повышенной эффективностью. В BBFRAME после каждого пользовательского пакета осуществляется расчет контрольной суммы пакета по методу CRC8 с полиномом  $P_{CRC}(x) = 1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$ .



Рисунок 1.7 – Блок данных базовой полосы и поле SYNCD заголовка BBFRAME

Модуль адаптации режима может работать и в режиме повышенной эффективности (кроме потоков GFPS и GCS, для которых режим повышенной эффективности не предусмотрен). Основное отличие режима повышенной эффективности от обычного заключается в том, что вместе с пользовательскими пакетами не передаются поля ISSY и CRC8. Поле ISSY при этом переносится в заголовок BBFRAME вместо полей UPL и SINCD.

Заголовок базовой полосы в обычном режиме

| Режим адаптации потока (MATYPE) | Длина пользоват. пакета (UPL) | Длина поля данных (DFL) | Синхробайт польз. пакета (SYNC) | Расстояние до 1 польз. пакета (SINCD) | Режим CRC (CRC MODE) |
|---------------------------------|-------------------------------|-------------------------|---------------------------------|---------------------------------------|----------------------|
| 2 байта                         | 2 байта                       | 2 байта                 | 1 байт                          | 2 байта                               | 1 байт               |

Заголовок базовой полосы в режиме повышенной эффективности

| Режим адаптации потока (MATYPE) | Синхронизация входн. потока (ISSY) | Длина поля данных (DFL) | Синхронизация входн. потока (ISSY) | Расстояние до 1 польз. пакета (SINCD) | Режим CRC (CRC MODE) |
|---------------------------------|------------------------------------|-------------------------|------------------------------------|---------------------------------------|----------------------|
| 2 байта                         | 2 байта                            | 2 байта                 | 1 байт                             | 2 байта                               | 1 байт               |

Рисунок 1.8 – Формат заголовка BBFRAME

В режиме типа «В» в модуль адаптации режима вводятся блоки синхронизации потока и компенсации задержки. Синхронизация обеспечивается наличием в заголовке BBFRAME специального поля ISSY (Input Stream Synchronization) размером 2 или 3 байта, в котором передается значение счетчика, тактируемого сигналом тактовой частоты модулятора. Механизм компенсации задержки вводится для того, чтобы необходимость перемежения нескольких транспортных потоков с различной размерностью не приводила к увеличению необходимого приёмнику объёма памяти.



Из-за того что спецификация потока TS подразумевает постоянную битовую скорость, в нём может быть большой процент «нулевых» пакетов, не несущих полезной информации. В таких случаях может применяться режим с удалением нулевых пакетов. Для повышения эффективности передачи «нулевые» пакеты удаляются, вместе с пользовательскими пакетами передается поле DNP, в котором содержится информация о положениях и размерах удаленных пакетов. В результате приёмник сможет восстановить исходный поток. Такой подход позволяет обеспечить постоянную битовую скорость потока на выходе системы.

Сформированные в модулях адаптации режима блоки данных базовой полосы поступают на модуль адаптации потоков, который осуществляет формирование сигнализации L1 (только для режима типа «B»), вставку в BBFRAME внутриполосной сигнализации (только для режима типа «B»), дополнение BBFRAME до необходимой для кодера длительности (требуется в отдельных случаях) и скремблирование. Структура данных на выходе модуля адаптации потоков приведена на рисунке 1.9

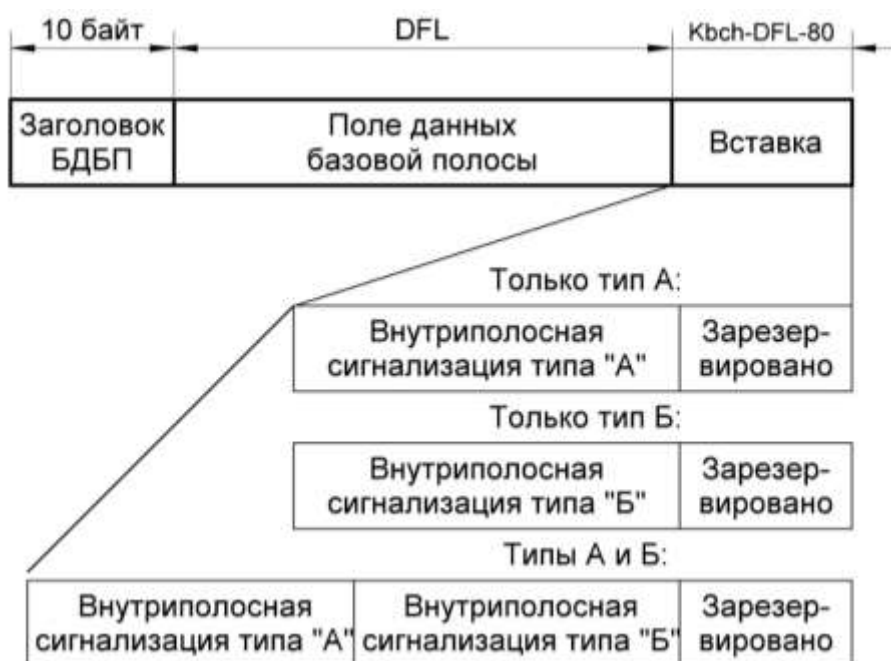


Рисунок 1.9 – Структура данных на выходе модуля адаптации потоков

Основной задачей блока-планировщика является принятие решения, какие конкретные ячейки OFDM будут относиться к той или иной магистрали физического уровня и формирование внутриполосной динамической сигнализации, по которой приёмник сможет распределить принятые ячейки по магистралям физического уровня. Существуют два типа внутриполосной сигнализации: тип А, который применяется для любых потоков, и тип Б, который применяется только для потоков TS или GFPS. Следует

заменить, что в последующих версиях стандарта планируется введение новых типов сигнализации.

Каждый из видов сигнализации присутствует только в первом BBFRAME каждого кадра перемежения. О присутствии типов сигнализации А и Б приёмник узнает по специальным флагам в сигнализации постобработки. Если присутствует только один вид сигнализации, то он следует сразу за полем данных базовой полосы. Двойная сигнализация спроектирована таким образом, чтобы старые версии приемников распознавали сигнализацию типа А, игнорируя сигнализацию типа Б. Если присутствуют оба вида сигнализации, то за полем данных базовой полосы следует сигнализация типа А, потом типа Б.

Полный BBFRAME поступает на скремблер со старшего бита. Скремблирующая последовательность формируется регистром сдвига с обратной связью, изображенным на рисунке 1.10. Скремблированный BBFRAME поступает на блок кодирования, перемежения и модуляции.



Рисунок 1.10 – Скремблер BBFRAME

Структурная схема блока кодирования, перемежения и модуляции (БКПМ) приведена на рисунке 1.11. В нем используется внутренний код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) [60], внешний код с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC) [24]. Проверочные биты БЧХ и LDPC последовательно присоединяются в конец BBFRAME, образуя кодированный кадр (FECFRAME). Ключевые параметры кодирования приведены в таблицах 1.3 и 1.4.



Рисунок 1.11 – Структурная схема блока кодирования, перемежения и модуляции

Таблица 1.3 – Параметры кодирования основного кадра

| Скорость<br>кода<br>LDPC | Размер<br>BBFRAME<br>$K_{bch}$ | Размер<br>FECFRAME<br>(только БЧХ)<br>$N_{bch}=K_{ldpc}$ | Исправляющая<br>способность<br>БЧХ | $N_{bch}-K_{bch}$ | Размер<br>FECFRAME<br>$N_{ldpc}$ |
|--------------------------|--------------------------------|--|------------------------------------|-------------------|----------------------------------|
| 1/2                      | 32 208                         | 32 400   | 12                                 | 192               | 64 800                           |
| 3/5                      | 38 688                         | 38 880   | 12                                 | 192               | 64 800                           |
| 2/3                      | 43 040                         | 43 200   | 10                                 | 160               | 64 800                           |
| 3/4                      | 48 408                         | 48 600   | 12                                 | 192               | 64 800                           |
| 4/5                      | 51 648                         | 51 840   | 12                                 | 192               | 64 800                           |
| 5/6                      | 53 840                         | 54 000   | 10                                 | 160               | 64 800                           |

Таблица 1.4 – Параметры кодирования сокращенного кадра

| Скорость<br>кода<br>LDPC | Размер<br>BBFRAME<br>$K_{bch}$ | Размер<br>FECFRAME<br>(только БЧХ)<br>$N_{bch}=K_{ldpc}$ | Исправляющая<br>способность<br>БЧХ | $N_{bch}-K_{bch}$ | Размер<br>FECFRAME<br>$N_{ldpc}$ |
|--------------------------|--------------------------------|--|------------------------------------|-------------------|----------------------------------|
| 1/4*                     | 3 072                          | 3 240  | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 1/2                      | 7 032                          | 7 200  | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 3/5                      | 9 552                          | 9 720  | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 2/3                      | 10 632                         | 10 800   | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 3/4                      | 11 712                         | 11 880   | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 4/5                      | 12 432                         | 12 600   | 12                                 | 168               | 16 200                           |
| 5/6                      | 13 152                         | 13 320   | 12                                 | 168               | 16 200                           |

\* используется только для сигнализации предобработки

FECFRAME подвергаются побитовому перемежению, которое осуществляется в два этапа. На первом этапе осуществляется перемежение только проверочных битов, которое можно описать следующим правилом:

$$\begin{cases} u_i = \lambda_i, & 1 \leq i \leq K_{ldpc}, \\ u_{K_{ldpc}+360t+s} = \lambda_{K_{ldpc}+Q_{ldpc} \cdot s+t}, & 0 \leq s \leq 360, 0 \leq t \leq Q_{ldpc}, \end{cases} \quad (1.9)$$

где  $\lambda$  - FECFRAME до перемежения,  $u$  – FECFRAME после перемежения,  $Q_{ldpc}$  выбирается в соответствии с таблицей 1.5.

На втором этапе осуществляется матричное перемежение, которое описано на рисунке 1.12. Биты данных с перемежителя проверочных битов записываются в матрицу, размеры которой определены в таблице 1.6, по столбцам (при этом в каждом столбце осуществляется циклический сдвиг на определенное число бит  $t_{c1}, t_{c2}, \dots, t_{cN}$ , заложенное в стандарте). Чтение из матрицы осуществляется построчно.

Таблица 1.5 – Значения  $Q_{ldpc}$

| Скорость кода        | $Q_{ldpc}$ , основной кадр | $Q_{ldpc}$ , сокращенный кадр |
|----------------------|----------------------------|-------------------------------|
| 1/4                  | -                          | 36                            |
| 1/3                  | -                          | 30*                           |
| 2/5                  | -                          | 27*                           |
| 1/2                  | 90                         | 25                            |
| 3/5                  | 72                         | 18                            |
| 2/3                  | 60                         | 15                            |
| 3/4                  | 45                         | 12                            |
| 4/5                  | 36                         | 10                            |
| 5/6                  | 30                         | 8                             |
| * только для T2-lite |                            |                               |

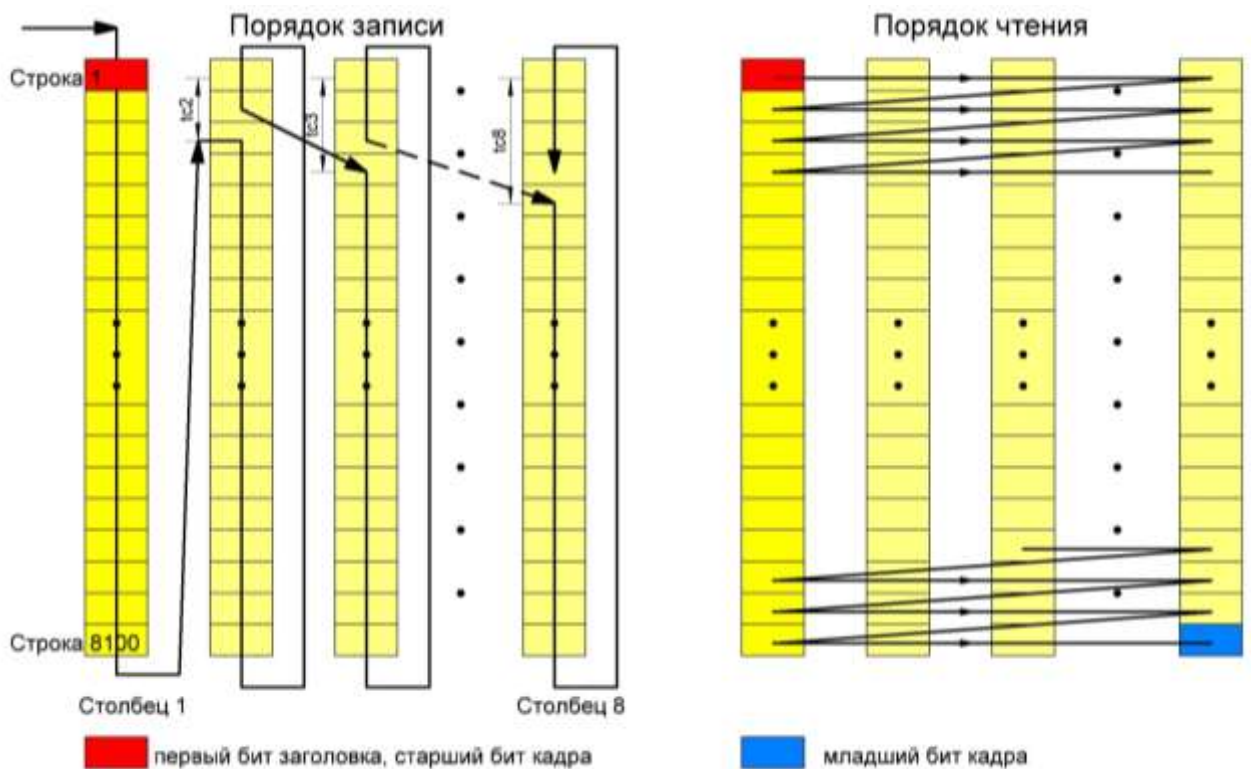


Рисунок 1.12 – Порядок записи и чтения при матричном перемежении (16-QAM)

Таблица 1.6 – Размеры матричного перемежителя в различных режимах

| Модуляция | Число строк $N_r$ |                  | Число столбцов $N_c$ |
|-----------|-------------------|------------------|----------------------|
|           | основной кадр     | сокращенный кадр |                      |
| 16-QAM    | 8100              | 2025             | 8                    |
| 64-QAM    | 5400              | 1350             | 12                   |
| 256-QAM   | 4050              | -                | 16                   |
|           | -                 | 2025             | 8                    |

Каждый FECFRAME (длиной 64800 бит для основного кадра и 16200 бит для сокращенного кадра) должен быть преобразован в кодированный и модулированный блок FEC следующим образом: входные биты демультиплексируются на несколько подпотоков в соответствии с таблицей 1.7, после чего группы бит размером  $\eta_{mod}$  отображаются на значения созвездия, образуя ячейки. Количество ячеек выходных данных и количество бит на ячейку приведено в таблице 1.8. Таким образом для модуляции QPSK и 256-QAM (только сокращенный кадр) группа бит с демультиплексора непосредственно поступает на модулятор, для остальных режимов модуляции группы бит с демультиплексора разбиваются на две подгруппы длиной  $\eta_{mod}$ , после чего поступают на модулятор.

Каждая группа бит, поступающая на демодулятор, отображается на созвездие одного из типов QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM. Модуляция BPSK используется только для сигнализации L1. Точки созвездий нормализуются таким образом, чтобы средняя энергия точки созвездия была единичной.

Блоки FEC поступают на блок поворота созвездия и циклического Q-сдвига. Впервые введенная в стандарте DVB-T2, техника поворота созвездия заключается в повороте ячеек на заранее заданный угол (созвездие принимает вид как на рисунке 1.13 слева) и описанном в таблице 1.9 циклическом сдвиге компоненты Q в блоке FEC.

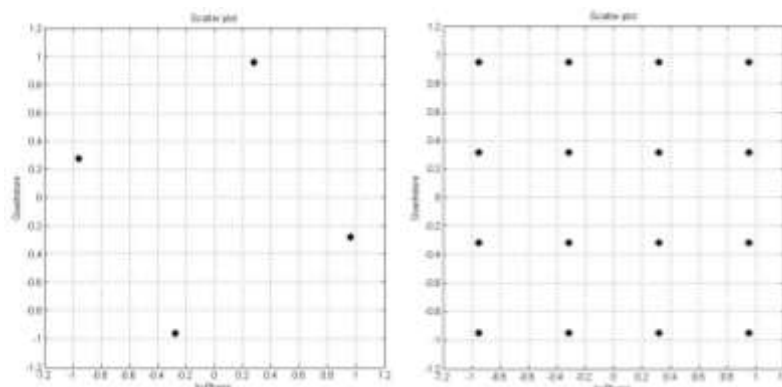


Рисунок 1.13 – Сигнальное созвездия до (слева) и после (права) циклического сдвига компоненты Q

Для созвездий QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, осуществляется поворот на 29, 16,8, 8,6 и 3,58 градусов соответственно. Для ячеек сигнализации L1 поворот созвездия не применяется. Если поворот созвездия не применяется, ячейки проходят через блок без изменения.

Следует заметить, что эта техника требует специальной обработки на приёмной стороне. Подробно построение демодулятора сигнала с повернутым созвездием рассмотрено в главе 4.

Переमेжитель ячеек осуществляет псевдослучайную расстановку ячеек в блоке FEC по правилу (1.10), приведенному на странице 31:

Таблица 1.7 – Параметры демультиплексирования бит на подпоток для скоростей кода 1/2, 3/4, 4/5 и 5/6

| Модуляция                        |                   | QSPK    |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
|----------------------------------|-------------------|---------|----|----|----|---|----|----|---|----|----|----|----|----|----|----|----|
| Номер входного бита по модулю 2  |                   | 0       |    |    |    |   |    | 1  |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  |                   | 0       |    |    |    |   |    | 1  |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Модуляция                        |                   | 16-QAM  |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер входного бита по модулю 8  |                   | 0       | 1  | 2  | 3  | 4 | 5  | 6  | 7 |    |    |    |    |    |    |    |    |
| основной кадр                    |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | с.к. 1/2<br>2/3   | 7       | 1  | 4  | 2  | 5 | 3  | 6  | 0 |    |    |    |    |    |    |    |    |
|                                  | 3/4 4/5 5/6       | 0       | 5  | 1  | 2  | 4 | 7  | 3  | 6 |    |    |    |    |    |    |    |    |
| сокращенный кадр                 |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | все скорости кода | 7       | 1  | 4  | 2  | 5 | 3  | 6  | 0 |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Модуляция                        |                   | 64-QAM  |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер входного бита по модулю 12 |                   | 0       | 1  | 2  | 3  | 4 | 5  | 6  | 7 | 8  | 9  | 10 | 11 |    |    |    |    |
| основной кадр                    |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | с.к. 1/2<br>2/3   | 11      | 7  | 3  | 10 | 6 | 2  | 9  | 5 | 1  | 8  | 4  | 0  |    |    |    |    |
|                                  | 3/4 4/5 5/6       | 2       | 7  | 6  | 9  | 0 | 3  | 1  | 8 | 4  | 11 | 5  | 10 |    |    |    |    |
| сокращенный кадр                 |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | все скорости кода | 11      | 7  | 3  | 10 | 6 | 2  | 9  | 5 | 1  | 8  | 4  | 0  |    |    |    |    |
| Модуляция                        |                   | 256-QAM |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер входного бита по модулю 16 |                   | 0       | 1  | 2  | 3  | 4 | 5  | 6  | 7 | 8  | 9  | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
| основной кадр                    |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | с.к. 1/2<br>3/4   | 15      | 1  | 13 | 3  | 8 | 11 | 9  | 5 | 10 | 6  | 4  | 7  | 12 | 2  | 14 | 0  |
|                                  | 4/5 5/6           | 2       | 11 | 3  | 4  | 0 | 9  | 1  | 8 | 10 | 13 | 7  | 14 | 6  | 15 | 5  | 12 |
|                                  | с.к. 3/5          | 7       | 2  | 9  | 0  | 4 | 6  | 13 | 3 | 14 | 10 | 15 | 5  | 8  | 12 | 11 | 1  |
| сокращенный кадр                 |                   |         |    |    |    |   |    |    |   |    |    |    |    |    |    |    |    |
| Номер вых. бита                  | все ск. кода      | 7       | 3  | 1  | 5  | 2 | 6  | 4  | 0 |    |    |    |    |    |    |    |    |

Таблица 1.8 – Параметры отображения на созвездие

| Длина FECFRAME | Режим модуляции | $\eta_{mod}$ | Число выходных ячеек данных |
|----------------|-----------------|--------------|-----------------------------|
| 64800          | 256-QAM         | 8            | 8100                        |
|                | 64-QAM          | 6            | 10800                       |
|                | 16-QAM          | 4            | 16200                       |
|                | QPSK            | 2            | 32400                       |
| 16200          | 256-QAM         | 8            | 2025                        |
|                | 64-QAM          | 6            | 2700                        |
|                | 16-QAM          | 4            | 4050                        |
|                | QPSK            | 2            | 8100                        |

Таблица 1.9 – Циклический Q-сдвиг

|                                    |       |       |     |           |           |
|------------------------------------|-------|-------|-----|-----------|-----------|
| Номер ячейки в блоке               | 1     | 2     | ... | M-1       | M         |
| Координата ячейки $I$ до сдвига    | $I_1$ | $I_2$ | ... | $I_{M-1}$ | $I_M$     |
| Координата ячейки $Q$ до сдвига    | $Q_1$ | $Q_2$ | ... | $Q_{M-1}$ | $Q_M$     |
| Координата ячейки $I$ после сдвига | $I_1$ | $I_2$ | ... | $I_{M-1}$ | $I_M$     |
| Координата ячейки $Q$ после сдвига | $Q_M$ | $Q_1$ | ... | $Q_{M-2}$ | $Q_{M-1}$ |

$$L_r(q) = [L_0(q) + P(r)] \bmod N_{cells}, \quad (1.10)$$

где  $L_0(q)$  - базовая функция перестановки,  $P(r)$  – сдвиг для блока FEC под номером  $r$ ,  $L_r(q)$  – номер  $q^{oi}$  ячейки в блоке FEC после перестановки.

Временной перемежитель предназначен для ослабления амплитудных замираний. Для этого динамически изменяемое число блоков FEC группируется в кадр перемежения. Количество блоков FEC в кадре перемежения может быть разным для различных магистралей физического уровня, передается в сигнализации L1 как параметр PLP\_NUM\_BLOCKS и находится в пределах от 0 до 1023. Каждый кадр перемежения отображается на один или несколько кадров T2, точное количество которых передается в сигнализации L1 как параметры TIME\_IL\_LENGTH и TIME\_IL\_TYPE.

Кадр перемежения может разделяться на несколько блоков временного перемежения. Под блоком временного перемежения подразумевается набор ячеек, который единообразно поступает в память перемежителя. Блок временного перемежения может содержать динамически изменяющееся количество блоков FEC. Временное перемежение осуществляется по схеме, изображенной на рисунке 1.11, с тем отличием, что при записи сдвиг в столбцах не осуществляется, а количество столбцов соответствует таблице 1.10.

Временное перемежение может быть осуществлено тремя способами:

- 1) каждый кадр переключения содержит один блок временного переключения и отображается на один кадр T2 (рисунок 1.14 а), параметры TIME\_IL\_TYPE=0, TIME\_IL\_LENGTH=1;
- 2) каждый кадр переключения содержит один блок временного переключения и отображается на несколько кадров T2 (рисунок 1.14 б), параметр TIME\_IL\_TYPE=1;
- 3) каждый кадр переключения отображается на один кадр T2 и при этом содержит несколько блоков временного переключения (рисунок 1.14 в), параметр TIME\_IL\_TYPE=0.

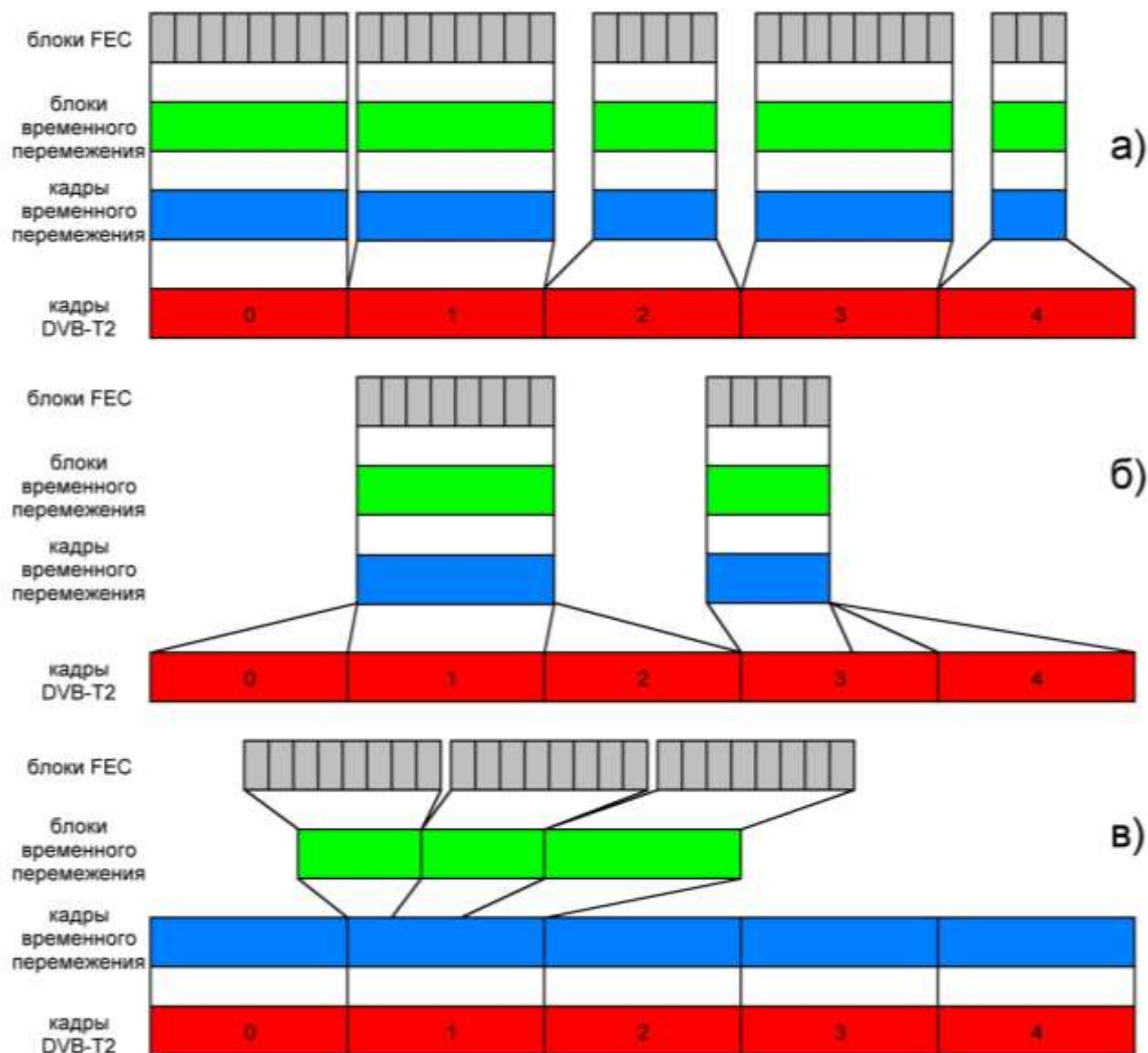


Рисунок 1.14 – Способы временного перемежения

Длительность периода временного перемежения определяется как

$$T_P = T_F \cdot P_1(i) \cdot I_{JUMP}(i), \quad (1.11)$$

где  $T_F$  - длительность кадра T2,  $I_{JUMP}(i)$  - множитель, равный периоду появления  $i^{oi}$  магистрали физического уровня в кадре T2, выраженному в кадрах,  $P_1(i)$  - значение параметра TIME\_IL\_LENGTH  $i^{oi}$  магистрали физического уровня.



Таблица 1.10 – Количество столбцов временного перемежителя

| Длина FECFRAME | Режим модуляции | Число ячеек в блоке FEC<br>$N_{CELLS}$ | Число столбцов перемежителя<br>$N_R$ |
|----------------|-----------------|--|--------------------------------------|
| 64800          | 256-QAM         | 8100                                   | 1620                                 |
|                | 64-QAM          | 10800                                  | 2160                                 |
|                | 16-QAM          | 16200                                  | 3240                                 |
|                | QPSK            | 32400                                  | 6480                                 |
| 16200          | 256-QAM         | 2025                                   | 405                                  |
|                | 64-QAM          | 2700                                   | 540                                  |
|                | 16-QAM          | 4050                                   | 810                                  |
|                | QPSK            | 8100                                   | 1620                                 |

Выход временного перемежителя поступает на блок отображения ячеек на OFDM сигнал. Туда же поступает сформированная в модуле адаптации потока сигнализация L1. На рисунке 1.15 приведена структура сигнализации L1.

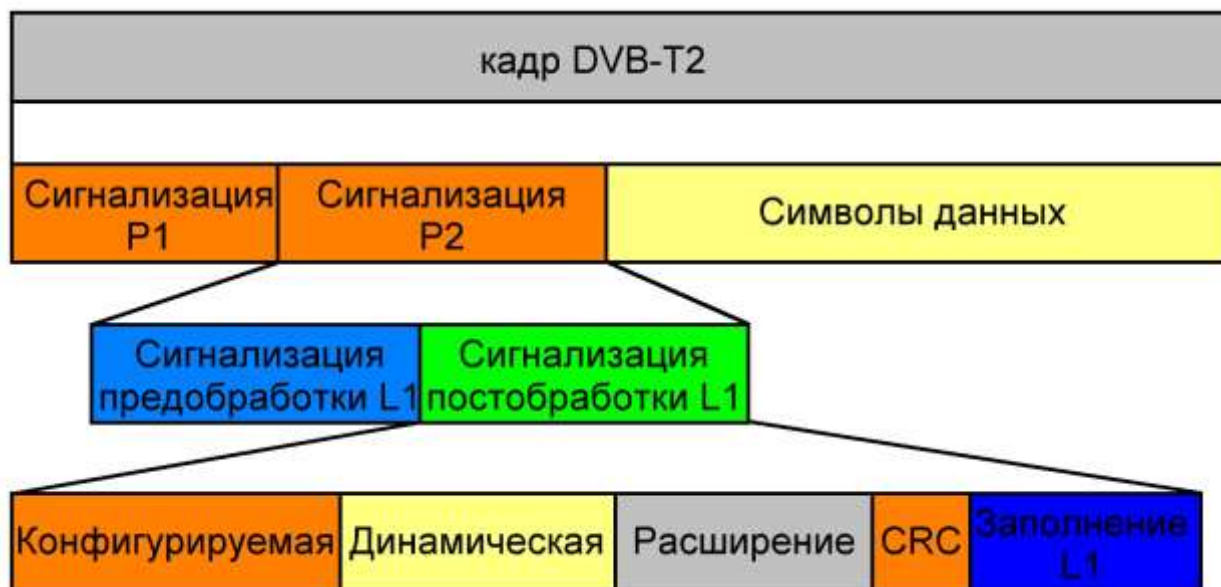


Рисунок 1.15 – Структура сигнализации L1

Сигнализация P1 предназначена для определения типа передачи и основных параметров передачи. В символе P2 передается остальная сигнализация и могут передаваться данные. Сигнализация предобработки L1 позволяет принимать и декодировать сигнализацию постобработки L1, которая предназначена для сообщения приёмнику всей необходимой для доступа к магистралям физического уровня информации. Сигнализация постобработки состоит из конфигурируемой и динамической частей, поля расширения, поля CRC и заполнения (которое может отсутствовать). Вся сигнализация, кроме динамической сигнализации постобработки не должна меняться на протяжении

суперкадра. Поэтому все возможные изменения режима передачи должны осуществляться на границе двух суперкадров.

Символ P1 передает 7 бит информации. Поскольку символы P1 и P2 могут иметь разный формат, основная задача символа P1 заключается в определении формата. Он несет информацию двух типов: первый тип (биты S1 символа P1) необходим для различения формата символа (и, как следствие, типа кадра), второй тип (биты S2 символа P1) помогает приёмнику быстро определить базовые параметры передачи. В таблице 1.11 приведены возможные комбинации битов S1 и S2 и их значения.

Таблица 1.11 – Сигнализация S1

| Значение битов S1               | Формат символа P2  | Описание   |  |
|---------------------------------|--|--|--|
| 000                             | T2_SISO  | Стандартная преамбула T2, символ P2 передается в формате SISO  |  |
| 001                             | T2_MISO  | Стандартная преамбула T2, символ P2 передается в формате MISO  |  |
| 010                             | Non-T2   | Преамбула кадра перспективного расширения (используется только для профессиональных применений и для будущих версий стандарта) |  |
| 011                             | T2_LITE_SISO   | Стандартная преамбула T2-Lite, символ P2 передается в формате SISO   |  |
| 100                             | T2_LITE_MISO   | Стандартная преамбула T2-Lite, символ P2 передается в формате MISO   |  |
| 101 110 111                     | Зарезервировано  | Эти значения могут использоваться в будущих версиях стандарта  |  |
| Значение битов S2 (первое поле) | Размер БПФ / защ. интервала (T2)                         | Размер БПФ / защ. интервала (T2-Lite)  | Примечание   |
| 000                             | 2К / любой допустимый                                    | 2К / любой допустимый  | Первое поле S2 передает размер БПФ и длительность защитного интервала кадра T2. Второе поле S2 (1 бит) принимает значение 0 если все преамбулы имеют одинаковый тип, 1 если передаются преамбулы разных типов. |
| 001                             | $8К / \frac{1}{32} \frac{1}{16} \frac{1}{8} \frac{1}{4}$ | $8К / \frac{1}{32} \frac{1}{16} \frac{1}{8} \frac{1}{4}$   |  |
| 010                             | 4К / любой допустимый                                    | 4К / любой допустимый  |  |
| 011                             | 1К / любой допустимый                                    | $1К / \frac{1}{128} \frac{19}{256} \frac{19}{128}$   |  |
| 100                             | 16К / любой допустимый                                   | $1К / \frac{1}{32} \frac{1}{16} \frac{1}{8} \frac{1}{4}$   |  |
| 101                             | $32К / \frac{1}{32} \frac{1}{16} \frac{1}{8}$            | Зарезервировано  |  |
| 110                             | $8К / \frac{1}{128} \frac{19}{256} \frac{19}{128}$       | $8К / \frac{1}{128} \frac{19}{256} \frac{19}{128}$   |  |
| 111                             | $32К / \frac{1}{128} \frac{19}{256} \frac{19}{128}$      | Зарезервировано  |  |

Сигнализация преобработки L1 состоит из следующих полей:

1. Поле TYPE (8 бит), определяющее типы (TS, GSE, GCS, GFPS, ) передаваемых входных потоков в текущем суперкадре;
2. Поле BWT\_EXT (1 бит), определяющее, применяется ли расширенный режим несущих (только для режимов 8К, 16К, 32К);
3. Поле S1 (3 бита) – копия битов S1 символа P1;
4. Поле S2 (4 бита) – копия битов S2 символа P1;
5. Флаг L1\_REPETITION\_FLAG (1 бит) – указывает, осуществляется ли динамическая сигнализация постобработки для следующего кадра;
6. Поле GUARD\_INTERVAL (3 бита) – указывает длину защитного интервала текущего суперкадра в соответствии с таблицей 1.12;

Таблица 1.12 – Поле GUARD\_INTERVAL

| Значение поля GUARD_INTERVAL | Длина защитного интервала |
|------------------------------|---------------------------|
| 000                          | 1/32                      |
| 001                          | 1/16                      |
| 010                          | 1/8                       |
| 011                          | 1/4                       |
| 100                          | 1/128                     |
| 101                          | 19/128                    |
| 110                          | 19/256                    |
| 111                          | Зарезервировано           |

7. Поле PAPR (4 бита) – определяет тип применяемого уменьшения пик-фактора, если оно применяется (при T2\_VERSION='0000' комбинация 0000 – без коррекции пик-фактора, 0001 – коррекция ACE, 0010 – коррекция TR, 0011 - коррекция ACE и TR, остальные значения зарезервированы; при T2\_VERSION>'0000' комбинация 0000 – коррекция L1-ACE (TR применяется только для символов P2), 0001 – коррекция L1-ACE и ACE, 0010 – коррекция L1-ACE и TR, 0011 - коррекция L1-ACE, ACE и TR, остальные значения зарезервированы);
8. Поле L1\_MOD (4 бита) – указывает на созвездие блока данных сигнализации L1 (0000 – BPSK, 0001 – QPSK, 0010 – 16-QAM, 0011 – 64-QAM, остальные значения зарезервированы);
9. Поле L1\_COD (2 бита) указывает скорость кода блока данных сигнализации постобработки (в текущей версии стандарта действует только значение 00, означающее скорость кода 1/2, остальные значения зарезервированы);
10. Поле L1\_FEC\_TYPE (2 бита) указывает тип помехоустойчивого кодирования блока данных сигнализации постобработки (в текущей версии стандарта действует только

значение 00, означающее кодирование LDPC длиной 16200, остальные значения зарезервированы);

11. Поле L1\_POST\_SIZE (18 бит) задает размер кодированного и модулированного блока данных сигнализации постобработки L1 в ячейках OFDM;
12. Поле L1\_POST\_INFO\_SIZE (18 бит) задает размер информационной части блока данных сигнализации постобработки L1 в битах, включая конфигурируемую и динамическую части и поле расширения;
13. Поле PILOT\_PATTERN (4 бита) указывает на используемый паттерн расположения рассеянных пилотных несущих, используемых для символов данных OFDM;
14. Поле TX\_ID\_AVAILABILITY (8 бит) используемое для сигнализации присутствия сигналов идентификации передатчика в текущей географической соте;
15. Поле CELL\_ID (16 бит) определяющее географическую соту в сети DVB-T2;
16. Поле NETWORK\_ID (16 бит) определяющее текущую сеть DVB-T2;
17. Поле T2\_SYSTEM\_ID (16 бит) определяющее систему T2 в сети DVB-T2;
18. Поле NUM\_T2\_FRAMES (8 бит) определяющее число кадров T2 в суперкадре (минимальное значение – 2);
19. Поле NUM\_DATA\_SYMBOLS (12 бит) определяющее число символов данных OFDM в кадре T2, исключая символы P1 и P2;
20. Поле REGEN\_FLAG (3 бита) указывающее, сколько раз сигнал DVB-T2 был регенерирован;
21. Флаг L1\_POST\_EXTENSION (1 бит) указывающий на наличие поля расширения в сигнализации постобработки L1;
22. Поле NUM\_RF (3 бита), определяющее число частот в системе T2 (частоты указаны в конфигурируемых параметрах сигнализации постобработки L1);
23. Поле CURRENT\_RF\_IDX (3 бита) равно 0, если режим частотно-временного разделения отключен, иначе равно номеру текущего частотного канала в сетке TFS;
24. Поле T2\_VERSION (4 бита) указывающее версию стандарта DVB-T2, в соответствии с которой ведется вещание (значение 0000 – версия 1.1.1, 0001 – версия 1.2.1, 0010 – версия 1.3.1, остальные значения зарезервированы);
25. Флаг L1\_POST\_SCRAMBLED (1 бит) указывает, скремблируется ли сигнализация постобработки;
26. Флаг T2\_BASE\_LITE (1 бит). Будучи установленным в единицу, указывает, что текущий сигнал T2 совместим с профилем T2-Lite;
27. Поле RESERVED (4 бита) зарезервировано для будущего использования;

28. Поле CRC\_32 (32 бита) представляет собой контрольную сумму всей сигнализации предобработки L1.

Сигнализация конфигурируемой части постобработки L1 состоит из следующих полей:

1. Поле SUB\_SLICES\_PER\_FRAME (15 бит), определяющее суммарное число субслайсов для PLP данных во всех РЧ-каналах в T2;
2. Поле NUM\_PLP (8 бит), определяющее число PLP, передаваемых в текущем суперкадре;
3. Поле NUM\_AUX (4 бита), определяющее число вспомогательных потоков;
4. Поле AUX\_CONFIG\_RFU (8 бит) зарезервировано для будущего использования;

Для каждой частоты, на которой ведется передача в сети T2, вводятся следующие поля:

5. Поле RF\_IDX (3 бита), определяющее индексы частоты;
  6. Поле FREQUENCY (32 бита), определяющее центральные частоты РЧ-каналов в Гц;
- Если последний бит сигнализации S2 равен единице, то включаются следующие три поля:
7. Поле FEF\_TYPE (4 бита), которое будет определять тип кадра перспективного расширения стандарта
  8. Поле FEF\_LENGTH (22 бита), определяющее длину соответствующей части кадра перспективного расширения стандарта как число элементарных периодов T от начала символа P1 части КПП до начала символа P1 следующего кадра T2;
  9. Поле FEF\_INTERVAL (8 бит), определяющее число кадров T2 между двумя частями FEF;

Для каждой магистрали физического уровня (МФУ) передается следующая группа полей:

10. Поле PLP\_ID (8 бит), определяющее индекс МФУ в системе T2;
11. Поле PLP\_TYPE (3 бита), определяющее тип МФУ;
12. Поле PLP\_PAYLOAD\_TYPE (5 бит), определяющее тип полезных данных, передаваемых в МФУ;
13. Флаг FF\_FLAG (1 бит), несущий значение 1, если МФУ встречается в каждом кадре T2 одного и того же РЧ-канала;
14. Поле FIRST\_RF\_IDX (3 бита), указывающее в каком РЧ-канале данные МФУ встречаются в первом кадре суперкадра в системе частотно-временного разделения;
15. Поле FIRST\_FRAME\_IDX (8 бит), содержащее значение идентификатора первого кадра суперкадра, в котором встречается МФУ;

16. Поле PLP\_GROUP\_ID (8 бит), указывающее, как какой группе МФУ относится текущая МФУ;
17. Поле PLP\_COD (3 бита) определяющее скорость кода в текущей МФУ;
18. Поле PLP\_MOD (3 бита) определяющее тип модуляции в текущей МФУ;
19. Флаг PLP\_ROTATION (1 бит), указывающий, применяется ли поворот созвездия;
20. Поле PLP\_FEC\_TYPE (2 бита), указывающий, какой тип помехоустойчивого кодирования (LDPC 16200 или LDPC 64800) используется в данной МФУ;
21. Поле PLP\_NUM\_BLOCKS\_MAX (10 бит) показывает максимальное допустимое значение переменной NUM\_BLOCKS\_MAX, передаваемой в динамической сигнализации;
22. Поле FRAME\_INTERVAL (8 бит) задает интервал кадров T2 в суперкадре для текущей МФУ;
23. Поле TIME\_IL\_LENGTH (8 бит) определяет тип и порядок перемежения блоков в кадре;
24. Флаг TIME\_IL\_TYPE (1 бит), определяющий тип временного перемежения ( 0 – кадр перемежения соответствует кадру T2 и содержит один или несколько блоков временного перемежения, 1 - кадр перемежения соответствует нескольким кадрам T2 и содержит один блок временного перемежения);
25. Флаг IN\_BAND\_A\_FLAG (1 бит) указывает на наличие внутриполосной сигнализации типа «А»;
26. Флаг IN\_BAND\_B\_FLAG (1 бит) указывает на наличие внутриполосной сигнализации типа «Б»;
27. Поле RESERVED\_1 (11 бит) зарезервировано для будущего использования;
28. Поле PLP\_MODE (2 бита) указывает, ведется передача в обычном режиме, или в режиме повышенной эффективности;
29. Флаг STATIC\_FLAG (1 бит) установленный в 0 указывает, что динамическая сигнализация постобработки L1 может меняться в любое время, установленный в 1 указывает, что динамическая сигнализация постобработки L1 меняется только на границе суперкадра;
30. Флаг STATIC\_PADDING\_FLAG (1 бит) указывает на использование вставки BBFRAME в качестве внутриполосной сигнализации для текущей МФУ;

После передаются следующие поля:

31. Поле FEF\_LENGTH\_MSB (2 бита) передает значение двух старших битов величины FEF\_LENGTH сигнала T2-Lite; для T2-Base биты зарезервированы;
32. Поле RESERVED\_2 (30 бит) зарезервировано;

Для каждого вспомогательного потока передаются следующие поля:

33. Поле AUX\_STREAM\_TYPE (4 бита) указывает тип вспомогательного потока (в текущей версии стандарта введен только тип TX-SIG согласно ETSI TS 102 992);
34. Поле AUX\_PRIVATE\_CONF (28 бит) зарезервировано для сигнализации вспомогательного потока, но в текущей версии стандарта не используется.

Динамическая сигнализация постобработки L1 состоит из следующих полей:

1. Поле FRAME\_IDX (8 бит), определяющее индекс текущего кадра T2 в суперкадре;
2. Поле SUB\_SLICE\_INTERVAL (22 бита), определяющее число ячеек OFDM от начала одного субслайса МФУ до начала следующего субслайса той же МФУ, передаваемой по тому же РЧ каналу в текущем кадре T2;
3. Поле TYPE\_2\_START (22 бита) характеризующее стартовую позицию первой из МФУ типа 2, использующих схему адресации ячеек;
4. Поле L1\_CHANGE\_COUNTER (8 бит) определяющее число стоящих перед ним суперкадров, конфигурация которых должна измениться;
5. Поле START\_RF\_IDX (3 бита) содержит идентификатор стартовой частоты кадра по расписанию частотно-временного разделения для следующего кадра T2;
6. Поле RESERVED\_1 (8 бит) зарезервировано для будущего использования;

Для каждого МФУ передаются следующие поля:

7. Поле PLP\_ID (8 бит) определяющее идентификатор текущей МФУ;
8. Поле PLP\_START (22 бита) определяющее стартовую позицию текущей МФУ в текущем кадре T2;
9. Поле PLP\_NUM\_BLOCKS (10 бит) определяющее число блоков FEC, содержащихся в текущем кадре перемежения текущей МФУ;
10. Поле RESERVED\_2 (8 бит) зарезервировано для будущего использования;

После передается следующее поле:

11. Поле RESERVED\_3 (8 бит) зарезервировано для будущего использования;

Для каждого вспомогательного потока передается следующее поле:

12. Поле AUX\_PRIVATE\_DYN (48 бит) зарезервировано для будущего использования.

Для увеличения помехоустойчивости динамическая часть сигнализации постобработки L1 может быть повторена в двух последующих кадрах T2 (на это указывает флаг L1\_REPETITION\_FLAG сигнализации предобработки L1).

Поле расширения сигнализации постобработки L1 обеспечивает возможность дальнейшего развития сигнализации L1. На его наличие указывает флаг L1\_POST\_EXTENSION сигнализации предобработки L1.

Поле CRC сигнализации постобработки L1 представляет собой контрольную сумму конфигурируемой и динамической частей сигнализации и поля расширения.

Поле заполнения вставляется после поля CRC, обеспечивая одинаковый информационный размер сигнализации.

Сигнализация предобработки L1 кодируется кодом БЧХ, проверочные биты присоединяются в конец сигнализации предобработки. После этот блок данных защищается прореженным кодом LDPC со скоростью кода  $\frac{1}{4}$  и образует блок данных длиной 1840 бит.

Сигнализация постобработки имеет переменную длину, поэтому она передается с помощью одного или нескольких блоков кода LPDC длиной 16200 бит. В стандарте предусмотрена довольно сложная обработка сигнализации постобработки, которая в данной работе не описывается.

Блок отображения ячеек на OFDM сигнал (см. рисунок 1.6) осуществляет компоновку ячеек поступающих с генератора сигнализации L1 и временных перемежителей МФУ в символы OFDM, организуя общую кадровую структура сигнала T2 (рисунок 1.16). Суперкадр сигнала T2 состоит из кадров T2 и частей FEF (кадров для последующего расширения, которые могут передаваться способом, неизвестным приёмнику), следующих с определенной периодичностью. Части FEF могут отсутствовать, если они присутствуют, то суперкадр заканчивается частью FEF. Каждый кадр T2 состоит из следующих частей: одного символа P1, символов P2 и символов данных.

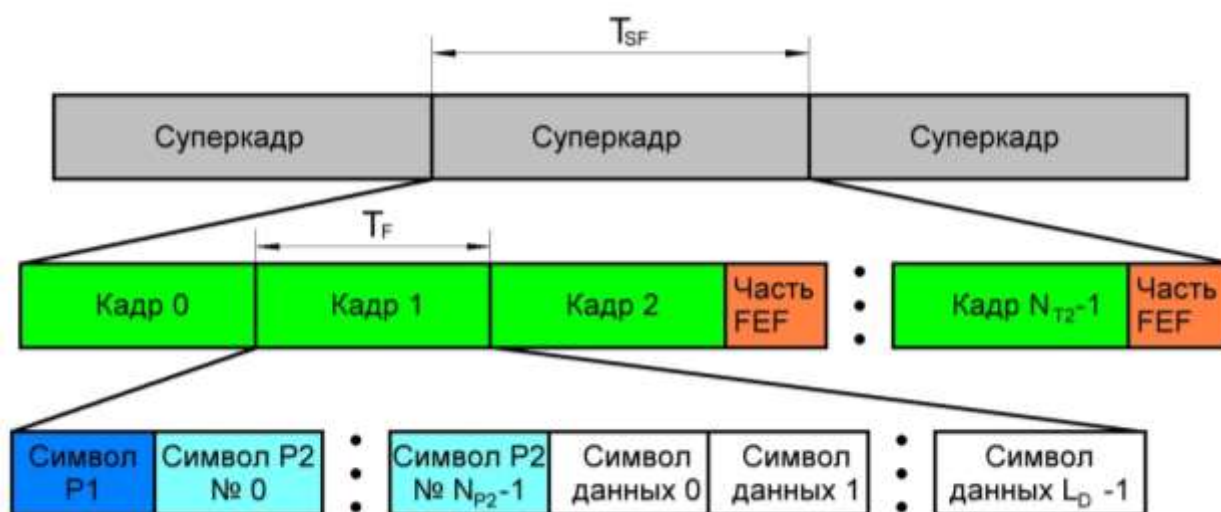


Рисунок 1.16 – Структура кадра T2

Длительность суперкадра определяется как



$$T_{SF} = N_{T2} \cdot T_F + N_{FEF} \cdot T_{FEF}, \quad (1.12)$$

где  $N_{T2}$  - число кадров в суперкадре,  $T_F$  - длительность кадра,  $N_{FEF}$  - число частей FEF,  $T_{FEF}$  - длительность части FEF. Максимальная длительность суперкадра  $T_{SF}$  равна 63,75 сек. без использования частей FEF и 127,5 сек. с использованием частей FEF.

Данные одной МФУ не обязательно появляются в каждом кадре T2. Они могут появляться с периодичностью, определяемой полем FRAME\_INTERVAL сигнализации L1. Номер первого кадра, в котором появляется МФУ передается в поле FIRST\_FRAME\_IDX сигнализации L1.

Длительность кадра определяется как

$$T_F = L_F \cdot T_S + T_{P1}, \quad (1.13)$$

где  $L_F = L_D + N_{P2}$ ,  $N_{P2}$  - число символов P2 в кадре,  $L_D$  - число символов данных в кадре,  $T_{P1}$  - длительность символа P1,  $T_S$  - длительность символа OFDM. Максимальная длительность кадра  $T_{SF}$  равна 250 мс.

Число символов P2 в кадре однозначно определяется режимом БПФ. Для режимов БПФ 1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k в кадр входит 16, 8, 4, 2 и 1 символов P2 соответственно.

Блок отображения ячеек на OFDM сигнал переносит ячейки, поступающие от временных перемежителей и от модулей отображения ячеек сигнализации L1 на созвездия, на ячейки данных  $x_{m,l,p}$  каждого OFDM символа в каждом кадре, где  $m$  - номер кадра T2,  $l$  - номер символа в кадре,  $p$  - индекс ячейки данных в символе до частотного перемежения и вставки пилотных несущих и несущих TR. Под ячейкой данных подразумевают любые ячейки OFDM символа, которые не используются в качестве пилотных или для снижения пик-фактора. Символ P1 не является обычным OFDM символом и не содержит активных ячеек OFDM. Число активных несущих  $C_{P2}$  (используемых для передачи ячеек данных) в одном символе P2 задано в таблице 1.13.

Таблица 1.13 - Число активных несущих  $C_{P2}$  в одном символе P2 в различных режимах передачи

| Режим БПФ | $C_{P2}$ (SISO) | $C_{P2}$ (MISO) |
|-----------|-----------------|-----------------|
| 1К        | 558             | 546             |
| 2К        | 1118            | 1098            |
| 4К        | 2236            | 2198            |
| 8К        | 4472            | 4398            |
| 16К       | 8944            | 8814            |
| 32К       | 22432           | 17612           |

Число активных несущих  $C_{DATA}$  (включая ячейки TR) в одном символе данных задано в таблице 1.14 (столбцы PP1... PP8 соответствуют применяемым паттернам расположения рассеянных пилотных несущих, незаполненные ячейки означают, что

данный паттерн пилотных несущих в данном режиме не используется). В случае снижения пик-фактора при помощи TR реальное число активных ячеек снижается на количество ячеек TR.

В некоторых режимах последний символ кадра T2 отличается от остальных символов (т.н. «закрывающий кадр» символ). Пилотные несущие расположены в нем с большей плотностью, некоторые частоты не модулируются, чтобы обеспечить обычную энергию символа. В таком символе число активных несущих меньше чем в обычном и обозначается как  $C_{FC}$  (см. таблицу 1.15).

Таблица 1.14 – Число активных несущих  $C_{DATA}$  в одном символе данных

| Длина БПФ |             | $C_{DATA}$ |       |       |       |       |       |       |       | Ячейки TR |
|-----------|-------------|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------|
|           |             | PP1        | PP2   | PP3   | PP4   | PP5   | PP6   | PP7   | PP8   |           |
| 1К        |             | 764        | 768   | 798   | 804   | 818   |       |       |       | 10        |
| 2К        |             | 1522       | 1532  | 1596  | 1602  | 1632  |       | 1646  |       | 18        |
| 4К        |             | 3084       | 3092  | 3228  | 3234  | 3298  |       | 3328  |       | 36        |
| 8К        | обычный     | 6208       | 6214  | 6494  | 6498  | 6634  |       | 6698  | 6698  | 72        |
|           | расширенный | 6296       | 6298  | 6584  | 6588  | 6728  |       | 6788  | 6788  | 72        |
| 16К       | обычный     | 12418      | 12436 | 12988 | 13002 | 13272 | 13288 | 13416 | 13406 | 144       |
|           | расширенный | 12678      | 12698 | 13262 | 13276 | 13552 | 13568 | 13698 | 13688 | 144       |
| 32К       | обычный     |            | 24886 |       | 26022 |       | 26592 | 26836 | 26812 | 288       |
|           | расширенный |            | 25412 |       | 26572 |       | 27152 | 27404 | 27376 | 288       |

Таблица 1.15 – Число активных несущих  $C_{FC}$  в «закрывающем кадр» символе данных

| Длина БПФ |             | $C_{FC}$ |       |       |       |       |       |       |     | Ячейки TR |
|-----------|-------------|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-----|-----------|
|           |             | PP1      | PP2   | PP3   | PP4   | PP5   | PP6   | PP7   | PP8 |           |
| 1К        |             | 568      | 710   | 710   | 780   | 780   |       |       |     | 10        |
| 2К        |             | 1136     | 1420  | 1420  | 1562  | 1562  |       | 1632  |     | 18        |
| 4К        |             | 2272     | 2840  | 2840  | 3124  | 3124  |       | 3266  |     | 36        |
| 8К        | обычный     | 4544     | 5680  | 5680  | 6248  | 6248  |       | 6532  |     | 72        |
|           | расширенный | 4608     | 5760  | 5760  | 6336  | 6336  |       | 6624  |     | 72        |
| 16К       | обычный     | 9088     | 11360 | 11360 | 12496 | 12496 | 13064 | 13064 |     | 144       |
|           | расширенный | 9280     | 11600 | 11600 | 12760 | 12760 | 13340 | 13340 |     | 144       |
| 32К       | обычный     |          | 22720 |       | 24992 |       | 26128 |       |     | 288       |
|           | расширенный |          | 23200 |       | 25520 |       | 26680 |       |     | 288       |

Таким образом, число активных ячеек OFDM в кадре T2 зависит от параметров кадровой структуры и определяется как

$$C_{tot} = \begin{cases} N_{P2}C_{P2} + (L_D - 1)C_{DATA} + C_{FC}, & \text{если есть "закрывающий кадр",} \\ N_{P2}C_{P2} + L_D C_{DATA}, & \text{если "закрывающего" кадра нет.} \end{cases} \quad (1.14)$$

Структура данных в кадре T2 приведена на рисунке 1.17а. Задачей ячеек для уменьшения сдвига сигнализации L1 является компенсация избыточных нулей и единиц в данных сигнализации L1. Магистралы МФУ делятся на три класса: общие МФУ и МФУ типа 1, которые передаются строго в одном слайсе на кадр, МФУ типа 2 могут иметь от 2

до 6480 слайсов в кадре. Сведения о классе потока передаются в поле PLP\_TYPE сигнализации постобработки L1.

Кадр T2 начинается с символа P1, за которым следует  $N_{P2}$  символов P2, несущих сигнализацию L1, ячейки для уменьшения сдвига сигнализации L1 (опционально), и ячейки данных общих МФУ. Общие МФУ продолжаются в символах данных T2. После этого следуют  $M1$  слайсов МФУ типа 1. За ними циклически повторяются слайсы МФУ с номерами от  $M1+1$  до  $M1+M2$ . Замыкают кадр ячейки данных вспомогательных потоков и пустые ячейки (которые могут отсутствовать).

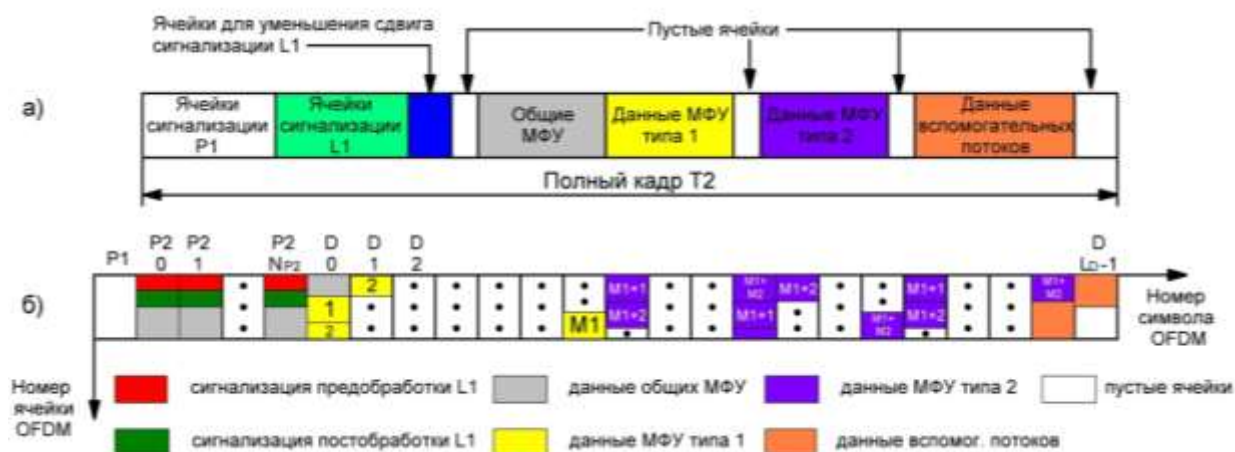


Рисунок 1.17 – Структура данных в кадре T2

С блока отображения ячеек на OFDM сигнал OFDM-символы поступают на частотный переключатель, задача которого заключается в распределении ячеек OFDM таким образом, чтобы снизить влияние частотно-селективных замираний.

После опциональной обработки MISO OFDM-символы поступают на блок введения пилотных несущих. Пилотные несущие применяются для синхронизации кадров, точной частотной и временной синхронизации, идентификации режима передачи и могут быть использованы для контроля фазового шума. Ячейки пилотных несущих передаются на повышенном уровне мощности. Пилотные несущие символа данных разделяются на граничные, рассеянные и непрерывные. В символах P2 и «закрывающем кадр» символе расстановка пилотных несущих отличается от расстановки в символах данных.

Ячейки пилотных несущих модулируются (см. рисунок 1.18) на уровне символа последовательностью  $w$ , формируемой на основе двоичной псевдослучайной последовательности, формируемой регистром сдвига с обратной связью с порождающим полиномом  $P_G(x) = 1 + x^2 + x^{11}$  (регистр инициализируется единицами), на уровне кадра последовательностью  $pn$ , заданной в стандарте таблично. В конечном счете формируется опорная последовательность

$$r_{l,k} = \begin{cases} w_{k+K_{ext}} \oplus pn_l & \text{в расширенном режиме несущих} \\ w_k \oplus pn_l & \text{в обычном режиме несущих} \end{cases}, \quad (1.15)$$

где  $K_{ext}$  – количество дополнительных несущих в расширенном режиме с каждой стороны OFDM-символа,  $k \in [K_{min}; K_{max}]$  – номер несущей в OFDM-символе,  $l \in [N_{P2}; L_f - 1]$  – номер символа в кадре.



Рисунок 1.18 – Формирование опорной последовательности

Каждое значение последовательности  $pn$  применяется ко всем пилотным несущим OFDM-символа. Таким образом, длина последовательности PN меньше количества символов в кадре на один элемент (из-за символа P1). Для режимов БПФ 1К, 2К, 4К, 8К, 16К, 32К длина последовательности составляет 2098, 1081, 540, 276, 138 и 69 соответственно.

Положение рассеянных пилотных несущих в OFDM-символе зависит от применяемого паттерна расположения и определяется из равенства

$$\begin{cases} k \bmod (D_x D_y) = D_x (l \bmod D_y), & \text{в обычном режиме несущих} \\ (k - K_{ext}) \bmod (D_x D_y) = D_x (l \bmod D_y), & \text{в расширенном режиме несущих} \end{cases} \quad (1.16)$$

где  $D_x$  и  $D_y$  определяются паттерном в соответствии с таблицей 1.16.

Таблица 1.16 – Параметры паттернов расположения рассеянных пилотных несущих

| Паттерн | Параметр $D_x$ | Параметр $D_y$ |
|---------|----------------|----------------|
| PP1     | 3              | 4              |
| PP2     | 6              | 2              |
| PP3     | 6              | 4              |
| PP4     | 12             | 2              |
| PP5     | 12             | 4              |
| PP6     | 24             | 2              |
| PP7     | 24             | 4              |
| PP8     | 6              | 16             |

Используемые при различных сочетаниях длины БПФ и защитного интервала паттерны приведены в таблице 1.17.

Значения ячеек рассеянных несущих определяются как

$$c_{m,l,k} = 2A_{SP} \left( \frac{1}{2} - r_{l,k} \right) + 0 \cdot i, \quad (1.17)$$

где  $A_{SP} = 4/3$  для PP1, PP2,  $A_{SP} = 7/4$  для PP3, PP4,  $A_{SP} = 7/3$  для PP5-PP8.

Таблица 1.17 – Применяемые в различных режимах паттерны расположения рассеянных пилотных несущих

| Режим | Длина БПФ | Защитный интервал |                 |                     |                     |                 |                 |             |
|-------|-----------|-------------------|-----------------|---------------------|---------------------|-----------------|-----------------|-------------|
|       |           | 1/128             | 1/32            | 1/16                | 19/256              | 1/8             | 19/128          | 1/4         |
| SISO  | 32К       | PP7               | PP4,PP6         | PP2,PP8,<br>PP4     | PP2,PP8,<br>PP4     | PP2,PP8         | PP2,PP8         | н./п.       |
| MISO  |           | PP8,PP4,<br>PP6   | PP8,PP4         | PP2,PP8             | PP2,PP8             | н./п.           | н./п.           | н./п.       |
| SISO  | 16К       | PP7               | PP7,PP4,<br>PP6 | PP2,PP8,<br>PP4,PP5 | PP2,PP8,<br>PP4,PP5 | PP2,PP3,<br>PP8 | PP2,PP3,<br>PP8 | PP1,<br>PP8 |
| MISO  |           | PP8,PP4,<br>PP5   | PP8,PP4,<br>PP5 | PP3,PP8             | PP3,PP8             | PP1,PP8         | PP1,PP8         | н./п.       |
| SISO  | 8К        | PP7               | PP7, PP4        | PP8,PP4,<br>PP5     | PP8,PP4,<br>PP5     | PP2,PP3,<br>PP8 | PP2,PP3,<br>PP8 | PP1,<br>PP8 |
| MISO  |           | PP8,PP4,<br>PP5   | PP8,PP4,<br>PP5 | PP3,PP8             | PP3,PP8             | PP1,PP8         | PP1,PP8         | н./п.       |
| SISO  | 4К,       | н./п.             | PP7,PP4         | PP4,PP5             | н./п.               | PP2,PP3         | н./п.           | PP1         |
| MISO  | 2К        | н./п.             | PP4,PP5         | PP3                 | н./п.               | PP1             | н./п.           | н./п.       |
| SISO  | 1К        | н./п.             | н./п.           | PP4,PP5             | н./п.               | PP2,PP3         | н./п.           | PP1         |
| MISO  |           | н./п.             | н./п.           | PP3                 | н./п.               | PP1             | н./п.           | н./п.       |

Положение повторяющихся несущих задано стандартом и постоянно для всех символов данных (кроме «закрывающего кадр»). Амплитуды повторяющихся несущих  $A_{CP}$  для режимов 1К и 2К равны  $\frac{4}{3}$ , для режимов 8К, 16К, 32К равны  $\frac{8}{3}$ , для режима 4К -  $\frac{4\sqrt{2}}{3}$ . Значения ячеек повторяющихся несущих определяются как

$$c_{m,l,k} = 2A_{CP} \left( \frac{1}{2} - r_{l,k} \right) + 0 \cdot i. \quad (1.18)$$

Для граничных пилотных несущих значения ячеек определяются в точности как для рассеянных.

Пилотные ячейки в символах P2 передаются с амплитудой  $\frac{\sqrt{37}}{5}$  (кроме режима 32К SISO, где амплитуда равна  $\frac{\sqrt{31}}{5}$ ). Значения ячеек определяются так же как для рассеянных с заменой  $A_{SP}$  на указанные амплитуды.

OFDM-символ с введенными пилотными несущими поступают на блок ОБПФ, который переносит его во временную область, после чего осуществляется снижение пик-фактора. Основные параметры OFDM приведены в таблице 1.18. Методы снижения пик-фактора подробно рассмотрены в главе 3.

После вставки защитного интервала символ имеет во временной области длительность  $T_s = T_G + T_U$ , где  $T_G$  - длительность защитного интервала, которую обычно измеряют в долях длительности символа до вставки защитного интервала (т.н. полезной части символа)  $T_U$ .

Таблица 1.18 – Основные параметры OFDM

| Параметр  | Режим 1К       | Режим 2К        | Режим 4К        | Режим 8К       | Режим 16К        | Режим 32К        |
|---|----------------|-----------------|-----------------|----------------|------------------|------------------|
| Число несущих $K_{total}$<br>обычный режим<br>расширенный режим ( )                     | 853<br>(н./п.) | 1705<br>(н./п.) | 3409<br>(н./п.) | 6817<br>(6913) | 13633<br>(13921) | 27265<br>(27841) |
| Число несущих $K_{ext}$ ,<br>добавляемых с каждой<br>стороны в<br>расширенном режиме    | 0              | 0               | 0               | 48             | 144              | 288              |
| Длительность полезной<br>части символа $T_U$  | 1024Т          | 2048Т           | 4096Т           | 8192Т          | 16384Т           | 32768Т           |
| Длительность $T_U$ в мкс.   | 112            | 224             | 448             | 896            | 1792             | 3584             |
| Интервал между<br>несущими, Гц  | 8929           | 4464            | 2232            | 1116           | 558              | 279              |
| Интервал между<br>несущими $K_{min}$ и $K_{max}$ ,<br>МГц                               | 7,61           | 7,61            | 7,61            | 7,61<br>(7,71) | 7,61<br>(7,71)   | 7,61<br>(7,71)   |
| Примечание: Нумерация ячеек в символе – от $K_{min} = 0$ до $K_{max} = K_{total} - 1$ . |                |                 |                 |                |                  |                  |

В таблице 1.18 длительность полезной части символа измеряется в элементарных периодах  $T$ , длительность которого зависит от ширины полосы сигнала (см. таблицу 1.19).

Таблица 1.19 – Длительность элементарного периода при разнo ширине полосы сигнала

| Ширина полосы          | 1,7 МГц | 5 МГц | 6 МГц | 7 МГц | 8 МГц | 10 МГц |
|------------------------|---------|-------|-------|-------|-------|--------|
| Длительность $T$ , мкс | 71/131  | 7/40  | 7/48  | 1/8   | 7/64  | 7/80   |

В начале каждого кадра вводится символ P1. Это символ с размером БПФ 1К с двумя специальными интервалами (см. рисунок 1.19) длительностью  $\frac{1}{2}$  полезной части символа. Полезная часть символа длится 112 мкс, полный символ – 224 мкс. Части С и В символа представляют собой сдвинутую в частотной области на  $1/1024T$  Гц часть А, при этом часть С продолжается 542 элементарных периода, часть В – 482 элементарных периода. При специальной обработке такой подход позволяет обеспечить очень высокую помехозащищенность символа.



Рисунок 1.19 – Структура символа P1.

Из 853 несущих используется только 384, ячейки остальных не модулируются. Первая активная ячейка имеет индекс 44, последняя – 809. Символ занимает 6,83 МГц в середине стандартной полосы 7,61 МГц. Таким образом, даже при максимально допустимой частотной отстройке в 500 кГц символ может быть обработан приёмником.

### 1.3 Обзор системы DVB-S2

Несмотря на то, что система DVB-S2 не основана на OFDM, целесообразно кратко рассмотреть ее строение, в силу ее широкой распространенности.

Структурная схема системы DVB-S2 приведена на рисунке 1.20. Пунктирной линией обозначены блоки, которые отсутствуют при вещании одного входного потока.

На вход системы поступает один или больше потоков данных. В качестве потока данных могут выступать:

1. транспортный поток Transport Stream (TS);
2. обобщенный непрерывный поток GCS;
3. обобщенный поток пакетов фиксированной длины GFPS.

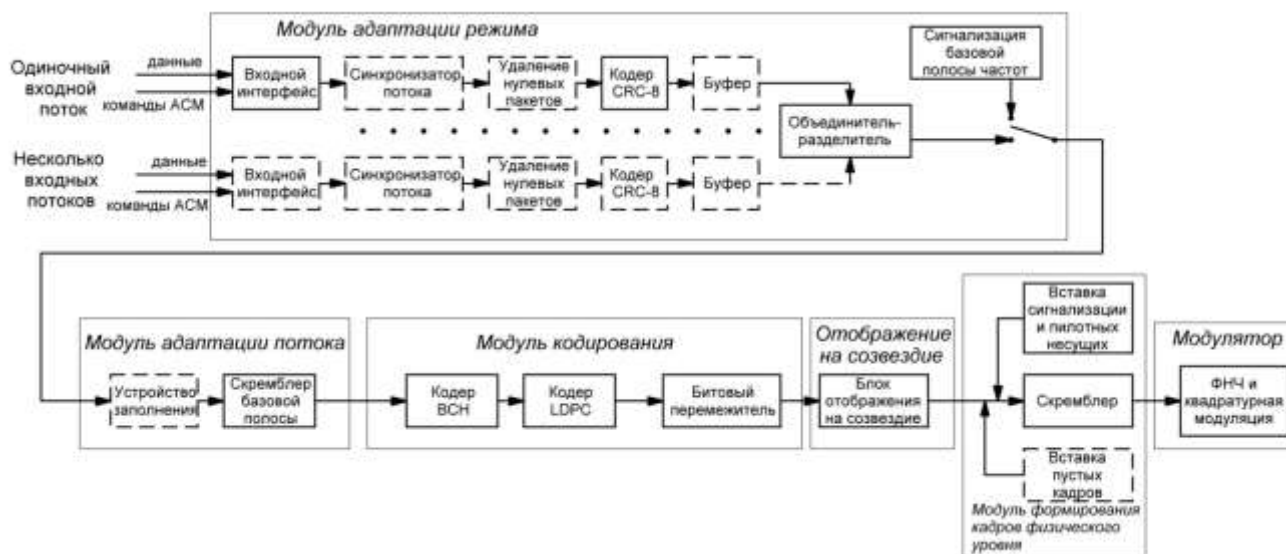


Рисунок 1.20 – Обобщенная структурная схема передающей части системы DVB-S2

Модуль адаптации режима обеспечивает сопряжение входного потока, его синхронизацию, удаление нулевых пакетов (только для команд ACM и входных потоков TS), кодирование CRC-8 (только для пакетных потоков) и замена синхробайта пакета контрольной суммой, объединение входных потоков (для режима работы с несколькими входными потоками) и разделение объединенного потока на поля данных DATA FIELD. Перед полем данных встраивается заголовок базовой полосы, который несет информацию о входных потоках. Формат объединенного потока приведен на рисунке 1.21.

Заголовок включает в себя следующие поля:

- 1) поле MATYPE, содержащее следующие биты:
  - а) биты TS/GS (2 бита), которые указывают, передается поток TS или обобщенный поток;
  - б) флаг SIS/MIS, который указывает, ведется передача одно потока или нескольких;
  - в) флаг CCM/ACM, указывающий режим кодирования модуляции – постоянный или адаптивный;
  - г) флаг ISSY, указывающий, вводится ли поле ISSY после пользовательского пакета;
  - д) флаг NPD, указывающий, производится ли удаление нулевых пакетов;
  - е) поле RO (2 бита), передающее используемый коэффициент скругления спектра;
  - ж) второй байт поля MATYPE, передающий идентификатор входного потока;
- 2) поле UPL, передающее длину пользовательского пакета в битах;
- 3) поле DFL, передающее длину поля данных в битах;
- 4) поле SYNC, передающее копию синхробайта пользовательского пакета, если поток пакетный, иначе зарезервировано;
- 5) поле SYNCD, передающее расстояние в битах от начала поля данных до начала первого пользовательского пакета в поле данных, если поток пакетный, иначе зарезервировано;
- 6) поле CRC8, передающее контрольную сумму первых 9 байт заголовка.



Рисунок 1.21 – Формат кадра базовой полосы



Модуль адаптации потока обеспечивает заполнение кадра базовой полосы до постоянной длины (это необходимо в тех случаях пользовательских данных недостаточно для заполнения поля данных или когда в кадре базовой полосы должно передаваться целое число пакетов), и скремблирования псевдослучайной последовательностью, формируемой регистром сдвига с обратной связью с порождающим полиномом  $P_G(x) = 1 + x^{14} + x^{15}$  (инициализирующая последовательность 100101010000000 загружается в регистр в начале каждого кадра базовой полосы).

Модуль кодирования осуществляет последовательное кодирование БЧХ и LPDC кадра базовой полосы. Параметры кодирования приведены в таблицах 1.20 и 1.21. Если применяется адаптивное кодирование и модуляция, режим кодирования может изменяться от кадра к кадру

Таблица 1.20 – Параметры кодирования основного кадра

| Скорость<br>кода<br>LDPC | Размер<br>BBFRAME<br>$K_{bch}$ | Размер FECFRAME<br>(только БЧХ)<br>$N_{bch}=K_{ldpc}$ | Исправляющая<br>способность БЧХ | Размер<br>FECFRAME<br>$N_{ldpc}$ |
|--------------------------|--------------------------------|---|---------------------------------|----------------------------------|
| 1/4                      | 16008                          | 16200   | 12                              | 64 800                           |
| 1/3                      | 21408                          | 21600   | 12                              | 64 800                           |
| 2/5                      | 25728                          | 25920   | 12                              | 64 800                           |
| 1/2                      | 32208                          | 32400   | 12                              | 64 800                           |
| 3/5                      | 38688                          | 38800   | 12                              | 64 800                           |
| 2/3                      | 43040                          | 43200   | 10                              | 64 800                           |
| 3/4                      | 48408                          | 48600   | 12                              | 64 800                           |
| 4/5                      | 51648                          | 51840   | 12                              | 64 800                           |
| 5/6                      | 53840                          | 54000   | 10                              | 64 800                           |
| 8/9                      | 57472                          | 57600   | 8                               | 64 800                           |
| 9/10                     | 58192                          | 58320   | 8                               | 64 800                           |

При использовании обратносовместимых режимов обеспечивается передача по отдельному спутниковому каналу двух транспортных потоков. При этом поток высокого приоритета совместим с приёмниками DVB-S и DVB-S2, поток низкого приоритета совместим только с приёмниками DVB-S2.

Обратная совместимость может быть в опциональном порядке реализована двумя методами:

- 1) многоуровневая модуляция, когда два сигнала асинхронно объединяются в радиочастном канале;
- 2) иерархическая модуляция, когда биты двух сигналов одновременно передаются в одной и той же ячейке OFDM.

Таблица 1.21 – Параметры кодирования сокращенного кадра

| Скорость кода LDPC | Размер VBFrames Kbch | Размер FECFRAME (только БЧХ) Nbch=Kldpc | Исправляющая способность БЧХ | Эффективная скорость кода LDPC | Размер FECFRAME Nldpc |
|--------------------|----------------------|---|------------------------------|--------------------------------|-----------------------|
| 1/4                | 3072                 | 3240                                    | 12                           | 1/5                            | 16200                 |
| 1/3                | 5232                 | 5400                                    | 12                           | 1/3                            | 16200                 |
| 2/5                | 6312                 | 6480                                    | 12                           | 2/5                            | 16200                 |
| 1/2                | 7032                 | 7200                                    | 12                           | 4/9                            | 16200                 |
| 3/5                | 9552                 | 9720                                    | 12                           | 3/5                            | 16200                 |
| 2/3                | 10632                | 10800                                   | 12                           | 2/3                            | 16200                 |
| 3/4                | 11712                | 11880                                   | 12                           | 11/15                          | 16200                 |
| 4/5                | 12432                | 12600                                   | 12                           | 7/9                            | 16200                 |
| 5/6                | 13152                | 13320                                   | 12                           | 37/45                          | 16200                 |
| 8/9                | 14232                | 14400                                   | 12                           | 8/9                            | 16200                 |
| 9/10               | не применяется       |   |                              |                                |                       |

При отображении бит на созвездия 8PSK, 16APSK, 32APSK кодированный кадр данных FECFRAME должен быть подвергнут битовому перемежению в матричном перемежителе в соответствии с рисунком 1.11 со следующими отличиями – при записи сдвиг столбцов не осуществляется, для режима 8PSK при скорости кода 3/5 чтение осуществляется не слева направо, как в остальных режимах, а справа налево. Размеры битового перемежителя приведены в таблице 1.22.

Таблица 1.22 – Размеры битового перемежителя

| Тип созвездия | Количество строк (основной кадр) | Количество строк (вспомогательный кадр) | Количество столбцов |
|---------------|----------------------------------|---|---------------------|
| 8PSK          | 21600                            | 5400                                    | 3                   |
| 16APSK        | 16200                            | 4050                                    | 4                   |
| 32APSK        | 12960                            | 3240                                    | 5                   |

Блок отображения битов на созвездия использует созвездия, изображенные на рисунке 1.22 (самый левый бит соответствует старшему значащему биту). Точки созвездий QPSK и 8PSK равноудаленно расположены на окружностях с нормированным радиусом 1. Соотношение радиусов окружностей  $\gamma_1 = \frac{R_2}{R_1}$  и  $\gamma_2 = \frac{R_3}{R_1}$  для созвездий 16APSK и 32APSK приведены в таблице 1.23.

Таблица 1.23 – Соотношение радиусов окружностей  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$ 

| Скорость кода | Созвездие 16APSK |            | Созвездие 32APSK |            |
|---------------|------------------|------------|------------------|------------|
|               | $\gamma_1$       | $\gamma_2$ | $\gamma_1$       | $\gamma_2$ |
| 2/3           | 3,15             | -          | -                | -          |
| 3/4           | 2,85             | -          | 2,84             | 5,27       |
| 4/5           | 2,75             | -          | 2,72             | 4,87       |
| 5/6           | 2,70             | -          | 2,64             | 4,64       |
| 8/9           | 2,60             | -          | 2,54             | 4,33       |
| 9/10          | 2,57             | -          | 2,53             | 4,30       |

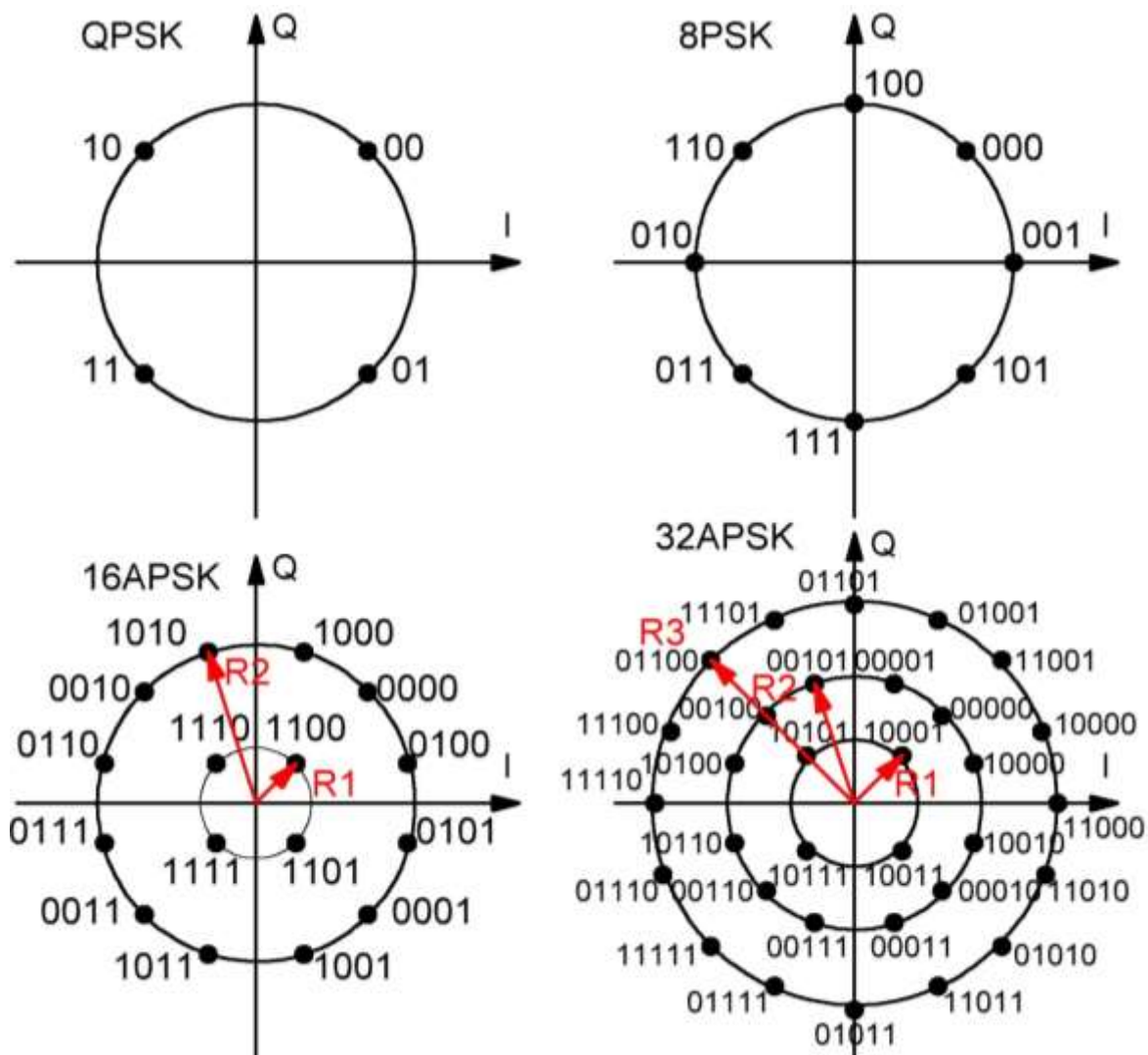


Рисунок 1.22 – Применяемые в DVB-S2 сигнальные созвездия

На выходе блока формируются комплексные кодированные кадры данных XFECFRAME длиной  $64000/\eta_{MOD}$  для обычного кадра и  $16200/\eta_{MOD}$  для сокращенного кадра, где  $\eta_{MOD}$  принимает значения 2, 3, 4, 5 для созвездий QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK соответственно.

Модуль формирования кадров физического уровня обрабатывает кадры XFECFRAME и формирует кадры физического уровня PLFRAME (рисунок 1.23), осуществляя следующие операции:

- вставку пустых PLFRAME, когда нет готовых кадров XFECFRAME для передачи;
- разбиение кадра XFECFRAME на целое число  $S$  слотов постоянной длины в 90 символов (в таблице 1.24 приведено количество слотов в PLFRAME);

- формирование заголовка физического уровня PLHEADER и его вставка перед XFECFRAME (заголовок занимает в точности один слот и предназначен для передачи режима вещания);
- вставку пилотного блока (в режимах, требующих этого);
- рандомизацию модулированных символов в скремблере физического уровня.

Пустой PLFRAME должен состоять из заголовка PLHEADER и 36 немодулированных слотов.

Заголовок PLHEADER состоит из следующих полей:

1. Поле SOF (26 символов), представляющее собой шестнадцатеричное число 18D2E82 записанное в двоичном виде, позволяющее определить начало кадра;

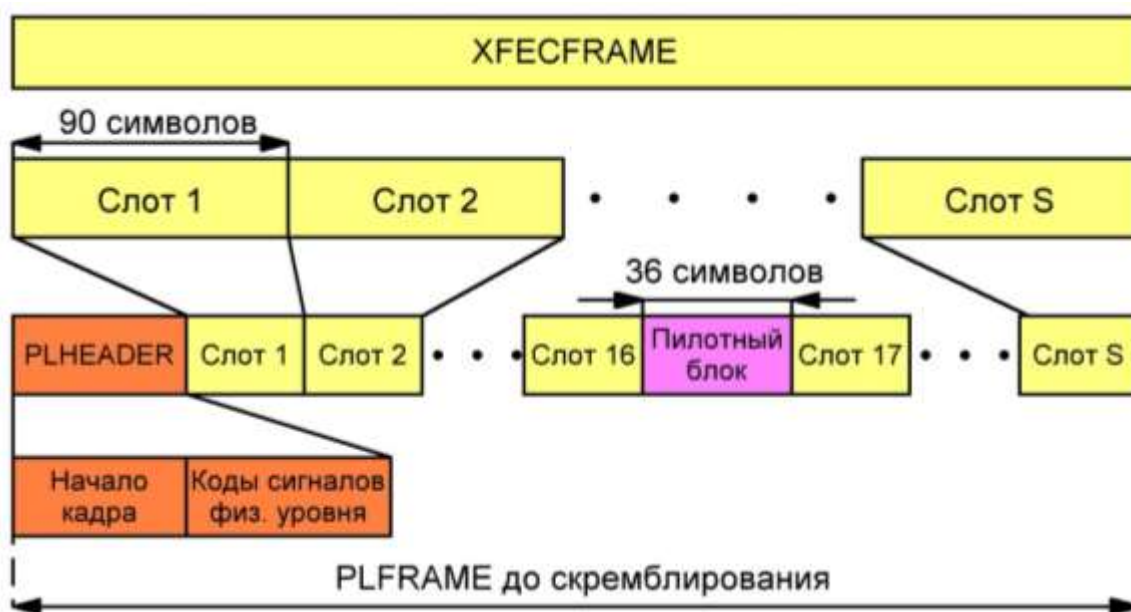


Рисунок 1.23 – Структура кадра PLFRAME

2. Поле PLS (64 символа), передающее 7 бит сигнализации физического уровня в виде несистематического двоичного кода длиной 64, размерностью 7, с минимальным кодовым расстоянием 32. 5 бит сигнализации (поле MODCOD) определяют режим отображения на созвездие и скорость кода), 2 бита (поле TYPE) определяют длину кадра FECFRAME и наличие пилотных несущих.

Таблица 1.24 – Количество слотов в PLFRAME

| $\eta_{\text{MOD}}$ | Основной кадр |                            | Сокращенный кадр |                            |
|---------------------|---------------|----------------------------|------------------|----------------------------|
|                     | $S$           | Доля непилотных несущих, % | $S$              | Доля непилотных несущих, % |
| 2                   | 360           | 99,72                      | 90               | 98,90                      |
| 3                   | 240           | 99,59                      | 60               | 98,36                      |
| 4                   | 180           | 99,45                      | 45               | 97,83                      |
| 5                   | 144           | 99,31                      | 36               | 97,30                      |

Пилотный блок состоит из 36 немодулированных символов, содержащих сигнал  $I = Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Пилотный блок вставляется в PLFRAME через каждые 16 слотов.

Скремблер физического уровня осуществляет умножение символов PLFRAME (кроме заголовка) на специальную комплексную последовательность для рассеивания энергии.

После скремблирования сигнал поступает на формирующий фильтр «приподнятый косинус» [25]. Значение применяемого коэффициента спада передается в поле MATYPE заголовка базовой полосы и может принимать значения 0,35, 0,25, 0,2.

#### 1.4 Обзор системы ISDB-T

Система ISDB-T предназначена для вещания в UHF-диапазоне с шириной полосы сигнала 6, 7 или 8 МГц. Указанная полоса разделяется на 13 частей (так называемых сегментов), каждая шириной 1/14 от полосы сигнала. Сегменты объединяются в группы (рисунок 1.24б), называемые иерархическими слоями. Сегменты относящиеся к одному иерархическому слою могут передавать ТВ сигнал, предназначенный для стационарного приема, в то время как сегменты другого иерархического слоя передают сервисы для подвижных приёмников. В стандарте такой подход называется иерархической передачей. Каждый иерархический слой (вещающий в одном или нескольких сегментах) может иметь собственный тип модуляции поднесущих, режим кодирования, перемежения и т.д. Всего система может включать от одного до трех иерархических слоёв.

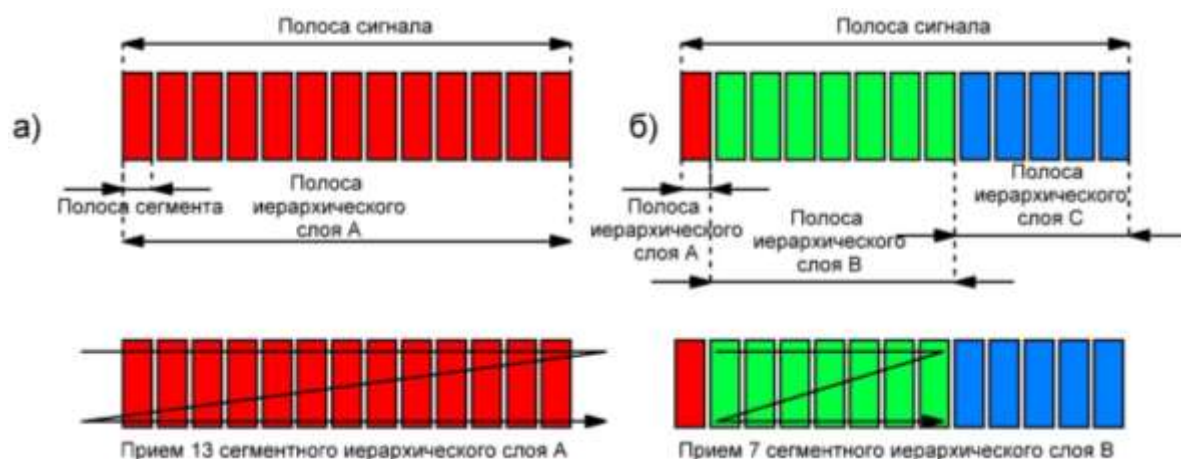


Рисунок 1.24 – Разделение сигнала на частотные сегменты в системе ISDB-T

Таким образом, при вещании одного иерархического слоя (рисунок 1.24а) приём мало отличается от обычного OFDM. При вещании нескольких иерархических слоев (рисунок 1.24б) приёмник может обрабатывать только сегменты, которые относятся к тому иерархическому слою, который передает нужную приёмнику информацию.

Кроме того, для возможности вещания в одночастотных сетях в разном расстоянии между передатчиками в систему введено три режима OFDM (таблица 1.25), которые отличаются расстоянием между несущими в частотной области, и, как следствие, разной устойчивостью к доплеровскому сдвигу.

Таблица 1.25 – Основные параметры OFDM одного сегмента (при ширине полосы 6 МГц)

| Режим  |                           | 1  |                        | 2   |                        | 3   |                        |
|--|---------------------------|--|------------------------|---|------------------------|---|------------------------|
| Ширина полосы сегмента BWS, кГц              |                           | $\frac{6000}{14} = 428,571$                                    |                        |   |                        |   |                        |
| Расстояние между поднесущими. Гц             |                           | BWS/108=3,968кГц   |                        | BWS/216=1,984кГц  |                        | BWS/432=0,992кГц  |                        |
| число поднесущих                             | общее                     | 108  |                        | 216   |                        | 432   |                        |
|  | данных                    | 96   |                        | 192   |                        | 384   |                        |
|  | пилотных повторяющихся    | 1  | 0                      | 1   | 0                      | 1   | 0                      |
|  | пилотных рассеяных        | 0  | 9                      | 0   | 18                     | 0   | 36                     |
|  | служебной информации      | 5  | 1                      | 10  | 2                      | 20  | 4                      |
|  | вспомогательных потоков 1 | 2  | 2                      | 4   | 4                      | 8   | 8                      |
|  | вспомогательных потоков 2 | 4  | 0                      | 9   | 0                      | 19  | 0                      |
| Модуляция поднесущих                         |                           | DQPSK  | QPSK<br>16QAM<br>64QAM | DQPSK   | QPSK<br>16QAM<br>64QAM | DQPSK   | QPSK<br>16QAM<br>64QAM |
| Символов в кадре                             |                           | 204  |                        |   |                        |   |                        |
| Эффективная длительность символа, мкс        |                           | 252  |                        | 504   |                        | 1008  |                        |
| Длительность защитного интервала, мкс (доля) |                           | 63 (1/4)<br>31,5 (1/8)<br>15,75 (1/16)<br>7,875 (1/32)         |                        | 126 (1/4)<br>63 (1/8)<br>31,5 (1/16)<br>15,75 (1/32)              |                        | 252 (1/4)<br>126 (1/8)<br>64 (1/16)<br>31,5 (1/32)                |                        |
| Длительность символа, мкс                    |                           | 315 (1/4)<br>283,5 (1/8)<br>267,75 (1/16)<br>259,875 (1/32)    |                        | 630 (1/4)<br>567 (1/8)<br>535,5 (1/16)<br>519,75 (1/32)           |                        | 1260 (1/4)<br>1134 (1/8)<br>1071 (1/16)<br>1039,5 (1/32)          |                        |
| Длительность кадра, мс                       |                           | 64,26 (1/4)<br>57,834 (1/8)<br>54,621 (1/16)<br>53,0145 (1/32) |                        | 128,52 (1/4)<br>115,668 (1/8)<br>109,242 (1/16)<br>106,029 (1/32) |                        | 257,04 (1/4)<br>231,336 (1/8)<br>218,484 (1/16)<br>212,058 (1/32) |                        |
| Внутренний код                               |                           | Сверточный код (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)                       |                        |   |                        |   |                        |
| Внешний код                                  |                           | Рида-Соломона (204,188)  |                        |   |                        |   |                        |

Структурная схема передающей части системы ISDB-T приведена на рисунке 1.25. На вход системы поступает один или несколько потоков данных. В качестве потока данных может выступать только транспортный поток Transport Stream (TS). Транспортные потоки в мультиплексоре объединяются в общий поток, осуществляется внешнее кодирование, после чего общий поток разбивается на пакеты определенной длины, которые коммутируются на вход того или иного иерархического слоя.



Рисунок 1.25 – Обобщенная структурная схема передающей части системы ISDB-T

Скремблеры иерархических слоев одинаковы и имеют структуру такую же, как скремблер DVB-T2.

Введение задержки необходимо в силу того, что в иерархических слоях передача данных может осуществляться с разной модуляцией.

Битовое перемежение осуществляется так же, как в системе DVB-T. Сверточное кодирование осуществляется с использованием порождающих полиномов DVB-T.

Особенностью отображения на созвездие в системе ISDB-T является наличие дифференциальной модуляции DQPSK (схема модулятора изображена на рисунке 1.26). В этом случае вычисление фазы осуществляется в соответствии с выражением

$$\theta_j = \begin{cases} \pi/4 & b_{2j}' = 0, b_{2j+1}' = 0 \\ -\pi/4 & b_{2j}' = 0, b_{2j+1}' = 1 \\ 3\pi/4 & b_{2j}' = 1, b_{2j+1}' = 0' \\ -3\pi/4 & b_{2j}' = 1, b_{2j+1}' = 1 \end{cases} \quad (1.19)$$

где  $j = 1, 2, \dots, N$ . Компоненты  $I$  и  $Q$  рассчитываются как

$$\begin{pmatrix} I_j \\ Q_j \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_j & -\sin\theta_j \\ \sin\theta_j & \cos\theta_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{j-1} \\ Q_{j-1} \end{pmatrix}. \quad (1.20)$$

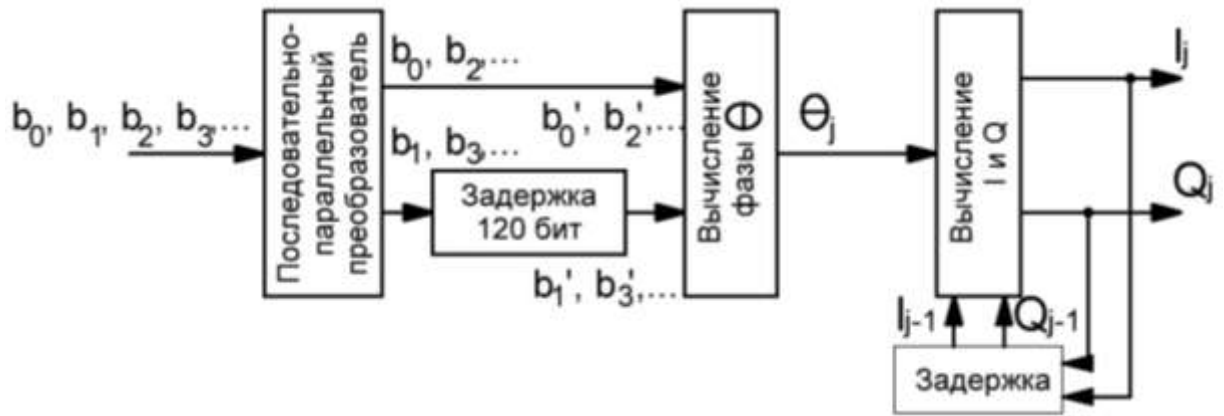


Рисунок 1.26 – Модулятор DQPSK

В остальном применяется стандартная квадратурная модуляция.

Временное и частотное перемежение осуществляется в пределах каждого сегмента. В случаях, когда узкополосный приём не предусмотрен, осуществляется также частотное перемежение между сегментами.

Кадр OFDM состоит из 204 символов. Символов, аналогичных P1 из DVB-T2, не применяется. Формирователь кадров осуществляет расстановку пилотных несущих, несущих вспомогательных потоков и несущих служебную информацию по символам OFDM.

Сформированные в частотной области OFDM-символы поступают на блок БПФ, после чего осуществляется вставка защитного интервала.

## 1.5 Обзор системы DTMB-A

Структурная схема системы DTMB-A приведена на рисунке 1.27.



Рисунок 1.27 – Обобщенная структурная схема передающей части системы DTMB-A

Поступающие на вход системы потоки должны быть скремблированы в соответствии с рисунком 1.9. Инициализирующая последовательность загружается в начале каждого суперкадра.

Блок бит размером  $K_{bch}$  поступает на кодер БЧХ. Проверочные биты присоединяются к кодируемому блоку бит. После осуществляется кодирование LDPC. Применяется два варианта длины кода LDPC – 61440 бит и 15360. Основные параметры кодирования БЧХ и



LDPC приведены в таблицах 1.26, 1.27 соответственно. Для каждого потока может применяться отдельный режим кодирования.

Таблица 1.26 – Параметры кодирования БЧХ

| Скорость<br>кода | $K_{bch}$ | $N_{bch}$ | $N_{bch} - K_{bch}$ | Исправляющая<br>способность |
|------------------|-----------|-----------|---------------------|-----------------------------|
| 1/2              | 30512     | 30720     | 208                 | 13                          |
| 2/3              | 40752     | 40960     | 208                 | 13                          |
| 5/6              | 50992     | 51200     | 208                 | 13                          |

Таблица 1.27 – Параметры кодирования LDPC

| Скорость<br>кода | LDPC 1     |            | LDPC 2     |            |
|------------------|------------|------------|------------|------------|
|                  | $K_{ldpc}$ | $N_{ldpc}$ | $K_{ldpc}$ | $N_{ldpc}$ |
| 1/2              | 30720      | 61440      | 7680       | 15360      |
| 2/3              | 40960      | 61440      | 10240      | 15360      |
| 5/6              | 51200      | 61440      | 12800      | 15360      |

Кодированный блок бит  $c = (c_0, c_1, \dots, c_{N_{ldpc}-1})$  должен быть подвергнут битовому перемежению и битовой перестановке. При битовом перемежении производится построчная запись в матрицу  $C = (r_0, r_1, \dots, r_L)^T$ , где  $r_i$  –  $i$ -ая строка,  $i = 0, 1, \dots, L - 1$ ,  $L = 120$  строк. После осуществляется перестановка строк и формируется матрица  $\tilde{C} = (\tilde{r}_0, \tilde{r}_1, \dots, \tilde{r}_L)^T$ , где  $\tilde{r}_i = r_{120/m \cdot i_m + i_d}$ , где  $m = \log_2 M$ ,  $M$  – порядок созвездия,  $i_m$  – остаток от деления  $i$  на  $m$ ,  $i_d$  – остаток от деления  $i$  на  $120/m$ . Чтение из матрицы осуществляется по столбцам, формируя перемеженный блок бит  $\tilde{c}$ . После осуществляется битовая перестановка в пределах каждой  $m$  бит. Для разных созвездий и скоростей кода применяются разные перестановки.

Битовый поток с перемежителями поступает на блок отображения на созвездие. В системе используются созвездия QPSK, 16APSK, 64APSK, 256APSK. Для служебного кадра применяется только созвездие QPSK для обеспечения высокой надежности передачи. Кадр данных может отображаться на любое созвездие. Для каждого входного потока осуществляется раздельное отображение на созвездие.

Для подавления эффектов, возникающих в амплитудно- и частотно-селективных каналах осуществляется символьное перемежение в соответствии с рисунком 1.11. В матричный перемежитель записывается целое число символов OFDM, он имеет размеры  $M_s$  строк и  $N_s$  столбцов, при этом  $M_s \cdot N_s = T_s \cdot N$ , где  $T_s$  – число несущих в OFDM символе,  $N$  – количество несущих. Возможны два режима перемежения: короткий ( $M_s = 4096, N_s = 240$ ) и длинный ( $M_s = 4096, N_s = 480$ ).

Структура суперкадра изображена на рисунке 1.28. В суперкадре передаются данные синхронизации, служебные данные и данные потоков. В суперкадр входит целое число  $Fd$

кадров данных разных потоков и  $F_c$  кадров данных, основная задача которых передать информацию о режиме работы системы и параметры, необходимые приемной стороне для обработки данных каждого потока. Одному кадру соответствует один символ OFDM.

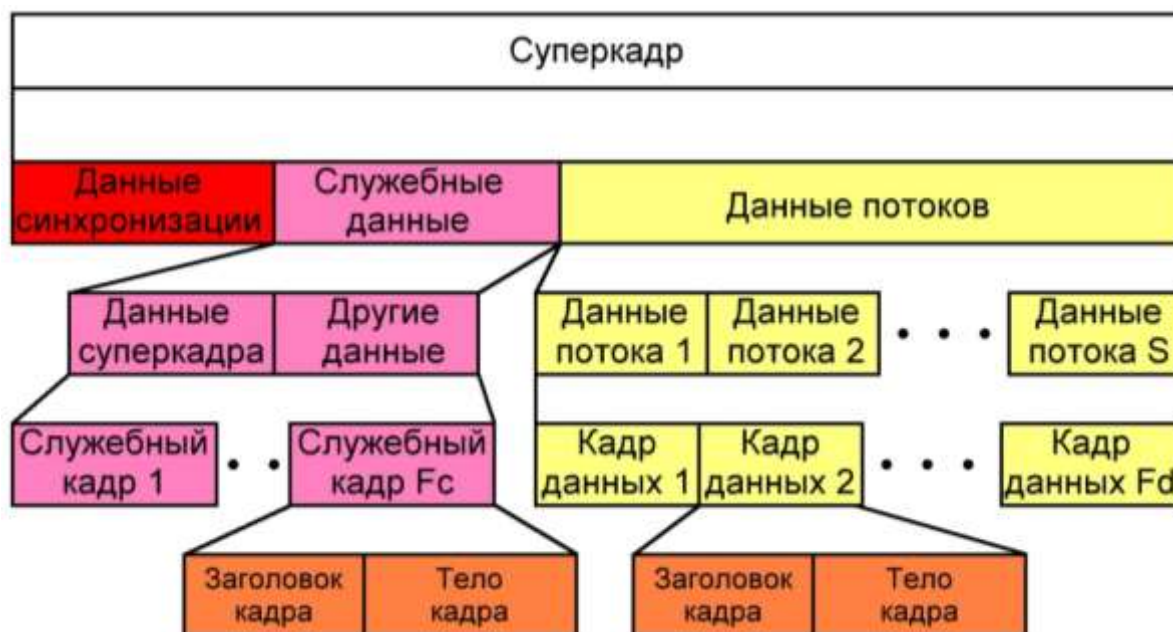


Рисунок 1.28 – Кадровая структура системы DTMB-A

В начале каждого суперкадра передается сигнал синхронизации, предназначенный для определения наличия сигнала, грубой временной и частотной синхронизации. Он формируется следующим образом (см. рисунок 1.29):

- 1) в частотной области формируется OFDM-символ длиной 1024 ячейки, который несет две симметрично расположенные бинарные псевдослучайные последовательности, разнесенные на  $\Delta L$  ячеек, остальные ячейки не модулируются;
- 2) Осуществляется ОБПФ OFDM символа, в результате чего получается сигнал длиной 1024 отсчета;
- 3) сигнал делится на одинаковые части А и В длиной по 512 отсчетов.
- 4) Часть В сигнала вводится перед символом, часть В сигнала, умноженная на -1 вводится после символа, образуя сигнал синхронизации.

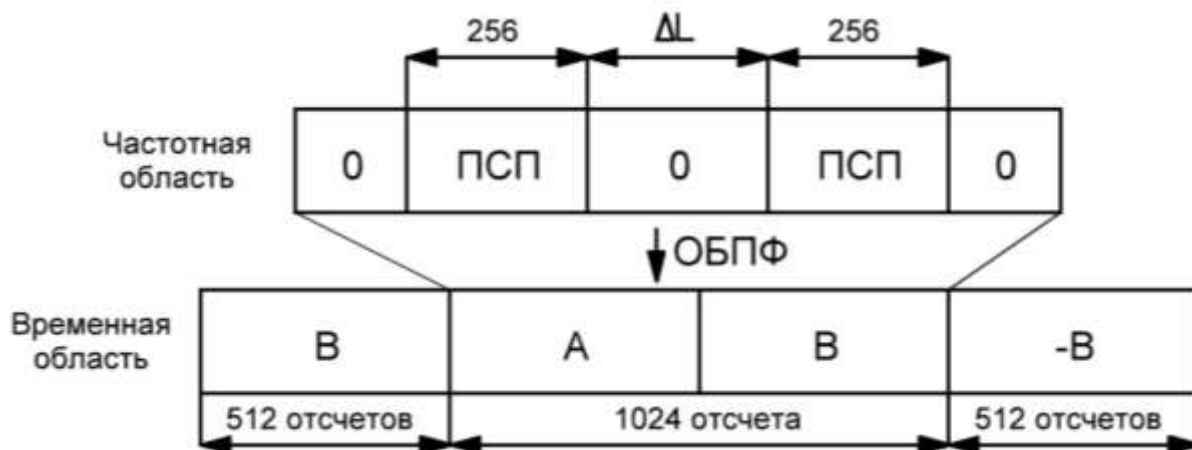


Рисунок 1.29 – Формирование сигнала синхронизации

Кадр данных и служебный кадр имеют одинаковую структуру, в которую входит заголовок кадра и тело кадра. Служебные кадры передаются при длине кадра 4096, длине кода LDPC 15360 и скорости кода  $2/3$ .

В начале каждого кадра передается сигнал заголовок кадра, который представляет собой псевдослучайную последовательность длиной  $K$  (см. таблицу 1.28), известную приёмнику, которая переводится во временную область при помощи ОБПФ и передается дважды. С помощью сигнала заголовка кадра осуществляется точная временная и частотная синхронизация, а также оценка состояния канала.

Таблица 1.28 – Длина псевдослучайной последовательности заголовка кадра

| Длина кадра $N$ | Длина ПСП заголовка кадра $K$ |      |      |      |      |      |
|-----------------|-------------------------------|------|------|------|------|------|
|                 | 1/128                         | 1/64 | 1/32 | 1/16 | 1/8  | 1/4  |
| 4096            | -                             | -    | -    | 256  | 512  | 1024 |
| 8192            | -                             | -    | 256  | 512  | 1024 | -    |
| 32768           | 256                           | 512  | 1024 | -    | -    | -    |

За каждым заголовком кадра передается сигнал тела кадра длиной  $N$ , который представляет собой обычный OFDM-символ без циклического префикса. Таким образом, роль защитного интервала OFDM-символа в DTMB-A играет псевдослучайную последовательность заголовка кадра. Такой способ OFDM-модуляции получил название Time-Domain Synchronous OFDM (TDS-OFDM), поскольку позволяет осуществлять синхронизацию во временной области.

Сигнал во временной области поступает на блок постобработки, который представляет собой фильтр «корень из приподнятого косинуса» с коэффициентом скругления спектра 0,05 при длительности символа  $1/7,56$  мкс либо 0,025 при длительности символа  $9/70$  мкс (расширенный режим)

## 1.6 Обзор системы РАВИС

Система радиовещания РАВИС представляет собой систему передачи для цифрового наземного узкополосного вещания в ОВЧ диапазоне частот (65,8-74,0 и 87,5-108,0 МГц) с шириной полосы радиоканала 100, 200 или 250 кГц, которая позволяет осуществлять информационное стереофоническое звуковое и видеовещание.

В состав системы РАВИС входят три основные составляющие: кодек источника, передатчик и приёмник. Система РАВИС позволяет осуществлять передачу данных по трем логическим каналам данных – каналу основного сервиса (КОС), низкоскоростному каналу (НСК) и надежному каналу данных (НКД). На рисунке 1.30 представлена структура передающей части системы РАВИС.

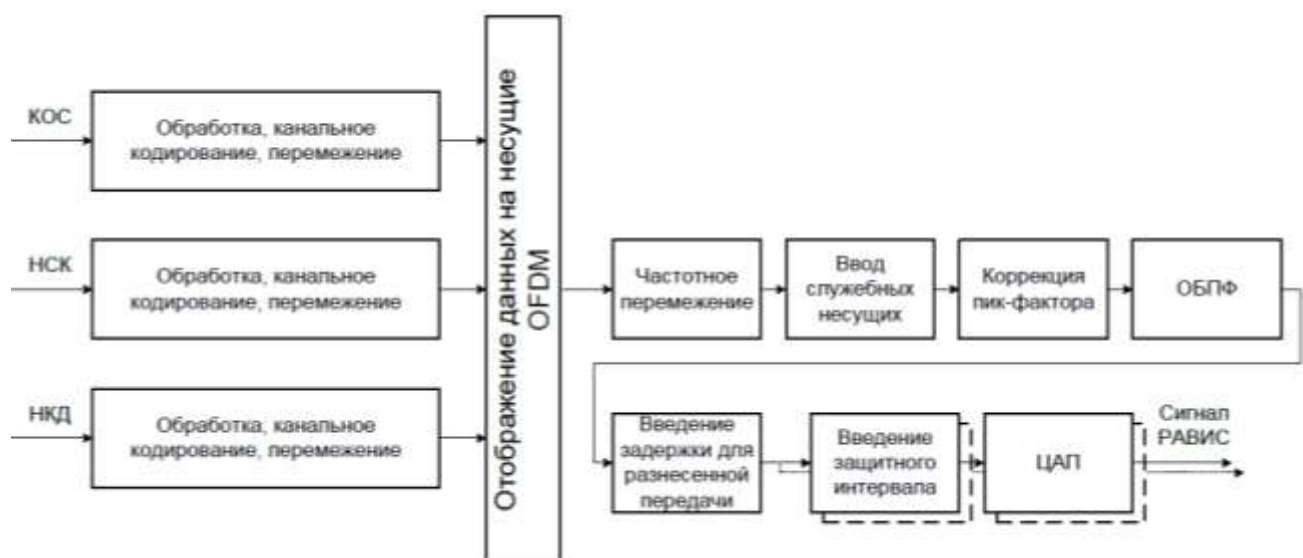


Рисунок 1.30 – Структурная схема передающей части системы РАВИС

Каждый из каналов независимо скремблируется, кодируется и перемежается в соответствии с рисунком 1.31. Параметры канального кодирования и модуляции в канале КОС имеют несколько возможных значений, поэтому система позволяет настраивать вещание на различные условия окружающей среды и помеховой обстановки.

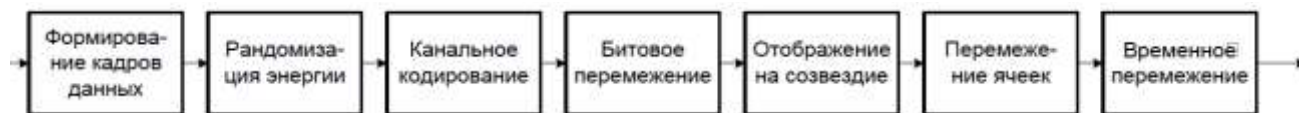


Рисунок 1.31 – Структурная схема подсистемы канального кодирования и модуляции данных

Приемная часть осуществляет обработку сигнала в обратной последовательности с добавлением частотной и временной синхронизации и эквалайзера канала.

Полоса сигнала системы РАВИС должна укладываться в полосу обычного аналогового ЧМ-радиоканала, ширина которой составляет 250-350 кГц. Системой также предусмотрены режимы с полосой 200 и 100 кГц. При этом расстояние между несущими не

зависит от ширины полосы радиоканала и остается постоянным в любом режиме, меняется лишь количество поднесущих. Количество пилотных несущих в каждом из режимов представлено в таблице 1.29.

Таблица 1.29 – Распределение несущих при различных полосах радиоканала

| Полоса радиоканала $\Delta f, \text{кГц}$ | Общее число несущих | Число поднесущих |     |     |     |     |
|---|---------------------|------------------|-----|-----|-----|-----|
|   |                     | Пилотных         | ППС | КОС | НСК | НКД |
| 100                                       | 215                 | 15               | 4   | 196 | -   | -   |
|   |                     |                  |     | 170 | -   | 26  |
|   |                     |                  |     | 164 | 32  | -   |
|   |                     |                  |     | 138 | 32  | 26  |
| 200                                       | 439                 | 35               |     | 400 | -   | -   |
|   |                     |                  |     | 374 | -   | 26  |
|   |                     |                  |     | 368 | 32  | -   |
|   |                     |                  |     | 342 | 32  | 26  |
| 250                                       | 553                 | 45               |     | 504 | -   | -   |
|   |                     |                  |     | 478 | -   | 26  |
|   |                     |                  |     | 472 | 32  | -   |
|   |                     |                  |     | 446 | 32  | 26  |

Расстояние между соседними несущими  $\Delta f$  составляет  $\frac{4000}{9} \text{Гц} = 444\frac{4}{9} \text{Гц}$ , расстояния между крайними несущими спектра составляют 95,1, 194,7, 245,3 кГц для режимов полосы 100, 200 и 250 кГц соответственно [64].

Передаваемый сигнал организован в виде последовательности кадров. Кадр имеет длительность  $T_f = 103,8 \text{ мс}$  и состоит из  $L = 41$  символа. Символы в кадре пронумерованы от 0 до 40. Полезная часть символа имеет длительность  $T_u = 2250 \text{ мкс}$ , защитный интервал длительность  $T_g = \frac{1}{8} T_u = 281,25 \text{ мкс}$ , а полный символ длительность  $T_s = T_u + T_g = \frac{9}{8} T_u = 2531,25 \text{ мкс}$ .

В OFDM-символ входит полезная информация и служебная информация, включающая пилотные и ППС-несущие.

Пилотные несущие передаются на повышенном уровне мощности, составляющем  $\frac{16}{9}$  от мощности информационных несущих. В системе используется два вида пилотных несущих – повторяющиеся и рассеянные. Положение повторяющихся пилотных несущих в спектре сигнала не зависит от номера символа в кадре, положение рассеянных – зависит. Фазы пилотных несущих могут принимать значения  $0^\circ$  или  $180^\circ$  в соответствии с опорной псевдослучайной двоичной последовательностью (ПСДП). Инициализация ПСДП осуществляется в начале каждого символа OFDM.

По маске пилотных несущих формируется пять типов символов, которые последовательно повторяются. Так как в кадре содержится 41 символ, то на границе кадра соседствуют два символа нулевого типа.

Несущие ППС переносят информацию о параметрах сигнала. Информация ППС передается параллельно на четырех несущих. Каждая несущая в одном и том же символе переносит один и тот же дифференциально кодированный бит, таким образом информация ППС, передаваемая в кадре OFDM, включает в себя 41 бит. Индексы несущих ППС постоянны во всех режимах.

В состав подсистемы канального кодирования и модуляции входят блоки, выполняющие адаптацию данных от выхода кодера источника сигнала к характеристикам канала. Каждый из каналов (КОС, НСК, НКД) проходит следующие стадии обработки:

- формирование кадров данных (КД);
- рандомизация распределения энергии КД (скремблирование);
- внешнее кодирование кадра данных;
- внутреннее кодирование кадра данных;
- битовое перемежение помехозащищенных кадров данных (ПКД);
- отображение битов на ячейки модуляционного созвездия;
- перемежение ячеек в рамках одного блока помехозащищенных данных (БПД);
- временное перемежение в рамках одного или нескольких БПД (только для канала КОС);
- отображение данных всех логических каналов на ячейки OFDM;
- частотное перемежение (только для каналов НСК и НКД).

Операция формирования кадров данных позволяет подключать к кодеру канала любой входной поток со скоростью не больше заданной и осуществляет генерацию элементарных КД (множества бит, формирующего вход одного процесса канального кодирования).

Блок рандомизации осуществляет процедуру рассеивания энергии двоичного цифрового потока, превращая длинные последовательности идущих подряд нулей или единиц в псевдослучайную двоичную последовательность. Этот блок необходим для уменьшения пик-фактора выходного сигнала.

Блок помехозащитного кодирования включает в себя каскад из двух блоковых кодеров: внешнее кодирование Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) и внутреннее кодирование с малой плотностью проверок на чётность (LDPC). Выходная длина ПКД (множества бит, являющегося результатом одного процесса канального кодирования) после

канального кодирования для канала КОС зависит от полосы радиоканала и от наличия или отсутствия каналов НСК и НКД.

Битовый перемежитель осуществляет перемежение в пределах одного ПКД и предназначен для ослабления влияния пакетных битовых ошибок.

Блок модуляции осуществляет отображение последовательности групп битов (1 – BPSK, 2 – QPSK, 4 – 16-QAM, 6 – 64-QAM) на точки выбранного сигнального созвездия, формируя ячейки данных.

Перемежитель ячеек представляет собой частотный перемежитель, обеспечивающий дополнительную устойчивость сигнала к частотным замираниям в канале.

Временной перемежитель присутствует только в канале КОС и предназначен для глубокого перемежения одного или нескольких БПД (множества ячеек OFDM, передающих все биты одного или нескольких помехозащищенных кадров данных) для защиты от длительных амплитудных замираний канала.

Мультиплексор потоков формирует из поступающих на его вход модулированных ячеек данных различных каналов OFDM-символы. При этом каждый канал отображают на определенное число несущих. Канал НСК отображают на 32 несущие, НКД – на 26 несущих. Число несущих КОС зависит от используемой полосы радиочастотного канала и наличия каналов НСК и НКД.

Далее в мультиплексированный поток OFDM-символов вводятся пилотные несущие и несущие ППС, обеспечивающие на стороне приема возможность синхронизации, коррекции канальных искажений и выбора параметров обработки принятого сигнала, в том числе параметров модуляции и канального кодирования, наличия различных каналов данных и т.д.[73]

## 1.7 Обзор системы DRM+

Структурная схема системы DRM+ приведена на рисунке 1.32. В целом система похожа на систему РАВИС, рассмотренную в предыдущем разделе, поэтому детально рассматриваться не будет.

В таблице 1.30 приведены основные параметры OFDM DRM+.

Система позволяет осуществлять вещание в каналах шириной 4,5, 5, 9, 10, 18, 20 кГц в режимах А, В, С, В, вещание в режиме Е осуществляется в канале 100 кГц.



Рисунок 1.32 – Структурная схема передающей части системы DRM+

Таблица 1.30 – Основные параметры OFDM DRM+

| Режим вещания | Длительность полезной части символа $T_u$ , мс | Расстояние между несущими, Гц | Длительность защитного интервала $T_g$ , мс | Длительность символа $T_s$ , мс | $\frac{T_g}{T_u}$ | Число символов в кадре |
|---------------|--|-------------------------------|---|---------------------------------|-------------------|------------------------|
| A             | 24   | $41\frac{2}{3}$               | 2,66  | 26,66                           | 1/9               | 15                     |
| B             | 21,33  | $46\frac{7}{8}$               | 5,33  | 26,66                           | 1/4               | 15                     |
| C             | 14,66  | $68\frac{2}{11}$              | 5,33  | 20                              | 4/11              | 20                     |
| D             | 9,33   | $107\frac{1}{7}$              | 7,33  | 16,66                           | 11/14             | 24                     |
| E             | 2,25   | $444\frac{4}{9}$              | 0,25  | 2,5                             | 1/9               | 40                     |

## 1.8 Выводы по главе 1

На основе анализа физического уровня существующих систем цифровой радиопередачи данных можно сделать следующие выводы:

1. Разработанные мировым сообществом стандарты цифровой радиопередачи данных последнего поколения в силу требований к высокой спектральной эффективности и скорости передачи данных в основном базируются на модуляции OFDM и ее вариациях, поэтому разработку методов повышения эффективности цифровых систем следует проводить именно в этом направлении.

2. В силу того, что модуляция OFDM имеет недостаток в виде высокого отношения пиковой и средней мощности (PAPR), что приводит к высоким требованиям к линейности вещательного усилителя мощности и неполному использованию его мощности, крайне актуальной является проблема снижения пик-фактора.

3. Невозможность точной оценки канала в силу ограниченного частотного ресурса, выделенного на оценку состояния канала (системы DVB-T2, ISDB-T, RABIS,



DRM+) или отсутствием оценки состояния канала на длительности OFDM символа передающего полезные данные (DTMB, DTMB-A) приводит к необходимости учета ошибки оценки канала при приёме для повышения энергетической эффективности вещания.

## ГЛАВА 2. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ СНИЖЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА В МНОГОЧАСТОТНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

### 2.1 Проблема пик-фактора OFDM-сигнала

Основной недостаток систем передачи данных, основанных на модуляции OFDM – высокий пик-фактор OFDM-сигнала. В отличие от систем с одночастотной модуляцией OFDM подразумевает, что выходной сигнал, поступающий на усилитель мощности (УМ), состоит одновременно из многих (от сотен для систем DRM+ и RABIS до десятков тысяч для DVB-T2 и DTMB-A) одночастотных сигналов, передаваемых на ортогональных на полезной длительности символа частотах.

Обозначим дискретизированный OFDM-сигнал в частотной области как  $\dot{X}(i)$ , где  $i$  – номер отсчета в частотной области. Формирование OFDM-сигнала осуществляется именно в частотной области. Входом OFDM-модулятора является комплексный вектор активных (информационных, служебных, пилотных и т.д.) ячеек  $\dot{X}_D(i)$ ,  $i = 1, \dots, N_A$ , где  $N_A$  - число активных несущих в OFDM-символе. При чётном  $N_A$  каждый OFDM-символ в частотной области можно описать как

$$\dot{X}(i) = \begin{cases} \dot{X}_D(i + N_A/2), & \text{при } i \in [1, N_A/2] \\ 0, & \text{при } i \in [N_A/2 + 1, N_{FFT} - N_A/2] \\ \dot{X}_D(i + N_A/2), & \text{при } i \in [N_{FFT} - N_A/2 + 1, N_{FFT}] \end{cases}, \quad (2.1)$$

где  $N_{FFT}$  – размер применяемого Фурье-преобразования, при нечётном  $N_A$  как

$$\dot{X}(i) = \begin{cases} \dot{X}_D(i + N_A/2), & \text{при } i \in [1, \lfloor N_A/2 \rfloor] \\ 0, & \text{при } i \in [\lfloor N_A/2 \rfloor + 1, N_{FFT} - \lfloor N_A/2 \rfloor] \\ \dot{X}_D(i + N_A/2), & \text{при } i \in [N_{FFT} - \lfloor N_A/2 \rfloor + 1, N_{FFT}] \end{cases}. \quad (2.2)$$

На рисунке 2.1 показан OFDM-сигнал в частотной области, состоящий из 2239 несущих, отображенных на созвездие 64-QAM.

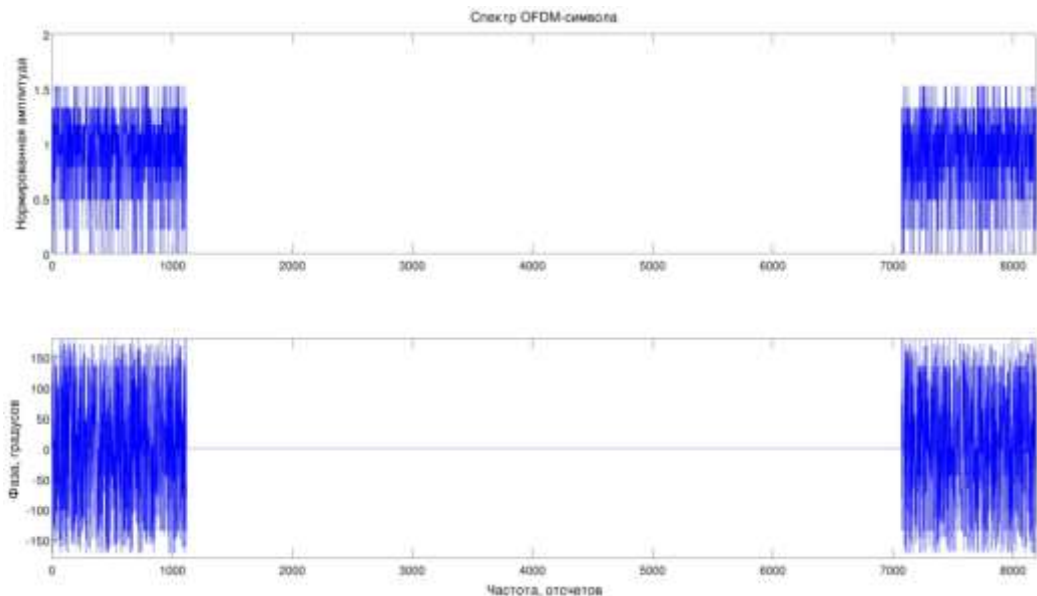


Рисунок 2.1 – Спектр OFDM-символа

Тогда во временной области комплексную огибающую OFDM-сигнала  $\dot{x}(i)$ ,  $i = 1, \dots, N_{FFT}$ , можно представить как

$$\dot{x}(i) = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{k=1}^{N_{FFT}} \dot{X}(k) \cdot \exp \left[ j \cdot \frac{2\pi}{N_{FFT}} \cdot (i-1) \cdot (k-1) \right]. \quad (2.3)$$

На рисунке 2.2 показан тот же OFDM-сигнал во временной области.

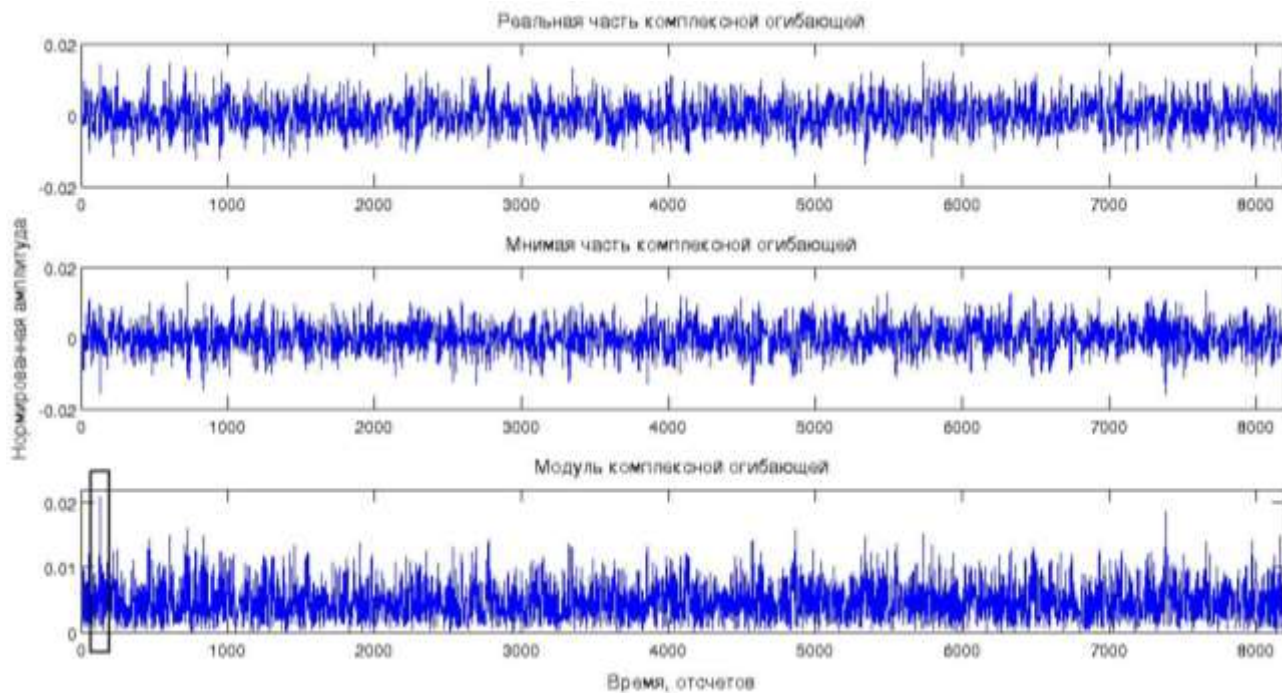


Рисунок 2.2 – Комплексная огибающая OFDM-сигнала

Из рисунка видно, что в одни моменты времени комплексная огибающая сигнала принимает относительно малые по модулю значения, а в другие может превышать средние значения в разы (на рисунке 2.2 выделено прямоугольником превышение модулем комплексной огибающей среднего значения в 4,13 раз). Таким образом, при выборе УМ необходимо учитывать, что мгновенная мощность сигнала может существенно превышать среднюю.

Рассмотрим, как влияет на характеристики OFDM-сигнала на выходе усилителя мощности (УМ) нелинейность его амплитудной характеристики. Для описания нелинейных свойств УМ обычно используется модель [91]

$$\dot{y}(t) = P_a(|\dot{x}(t)|) \cdot \exp(j \cdot \arg(\dot{x}(t)) + P_{ph}(|\dot{x}(t)|)), \quad (2.4)$$

где  $\dot{y}(t)$  – комплексная огибающая сигнала на выходе УМ,  $P_a(x)$  – функция, описывающая амплитудную характеристику усилителя,  $P_{ph}(x)$  – функция, описывающая амплитудно-фазовую конверсию усилителя. Для OFDM-сигналов обычно используются УМ с линеаризатором, который компенсирует амплитудно-фазовую конверсию, и, как следствие, выходной сигнал можно записать проще:

$$\dot{y}(t) = P_a(|\dot{x}(t)|) \cdot \exp(j \cdot \arg(\dot{x}(t))), \quad (2.5)$$

Аппроксимируем амплитудную характеристику усилителя кусочно-линейно:

$$P_a(x) = \begin{cases} kx, & x \leq x_{nop} \\ kx_{nop}, & x > x_{nop} \end{cases}, \quad (2.6)$$

где  $x_{nop}$  - пороговое значение амплитудной характеристики,  $k$  – коэффициент усиления.

На рисунке 2.3 слева изображена комплексная амплитуда OFDM сигнала и соответствующий ему спектр. После прохождения через усилитель мощности, описываемый (2.5-2.6) комплексная амплитуда сигнала ограничивается некоторым пороговым уровнем (в данном случае выбран уровень  $x_{nop}$ , соответствующий 6,5 дБ относительно средней мощности). Такой сигнал изображен на рисунке 2.3 справа сверху. Соответствующий ему спектр изображен справа снизу. Из рисунка видно, что возникающая в результате ограничения сигнала межканальная интерференция приводит к существенному увеличению MER на передающей стороне, что в конечном счете негативно скажется на вероятности битовой ошибки на приёмной стороне и электромагнитной совместимости при вещании такого сигнала (поскольку за счет ограничения сигнала возникают внеполосные компоненты). Методы оценки интермодуляционных помех изложены в [89-90,92]

Для того чтобы измерить количественно это свойство OFDM-сигнала вводится понятие пик-фактора  $PAPR$  (в англоязычной литературе – peak-to-average power ratio), которое можно рассчитать для непрерывного сигнала как (2.4)

$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{t \in [0, T_u]} (|\dot{x}(t)|^2)}{P_{cp}} \right] = 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{t \in [0, T_u]} (|\dot{x}(t)|^2)}{\int_0^{T_u} |\dot{x}(t)|^2 dt} \right], \quad (2.7)$$

где  $\dot{x}(t)$  – сигнал огибающей,  $T_u$  – длительность OFDM-символа,  $P_{cp}$  - средняя мощность сигнала.

Для дискретизированного сигнала  $PAPR$  определяется как (2.5)

$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{i=1 \dots N_{FFT}} (|\dot{x}(i)|^2)}{\frac{1}{N_{FFT}} \sum_{j=1}^{N_{FFT}} |\dot{x}(j)|^2} \right], \quad (2.8)$$

где  $\dot{x}(i)$  – значение  $i$ -го отсчета дискретизированного сигнала комплексной огибающей,  $N$  – длина OFDM-сигнала в отсчетах.

Следует заметить, что оценка пик-фактора дискретного сигнала по (2.8) может давать заниженный результат. Это связано с тем, что короткие по времени выбросы амплитуды могут попадать между отсчетами сигнала, и, как следствие, определенное при расчете пик-фактора максимальное значение амплитуды будет ниже реального (см. рисунок 2.4). Для борьбы с этим явлением нужно при оценке пик-фактора (и, что важно, при работе с такими алгоритмами снижения пик-фактора как резервирование тона и активное расширение созвездия) использовать передискретизированный сигнал [68].

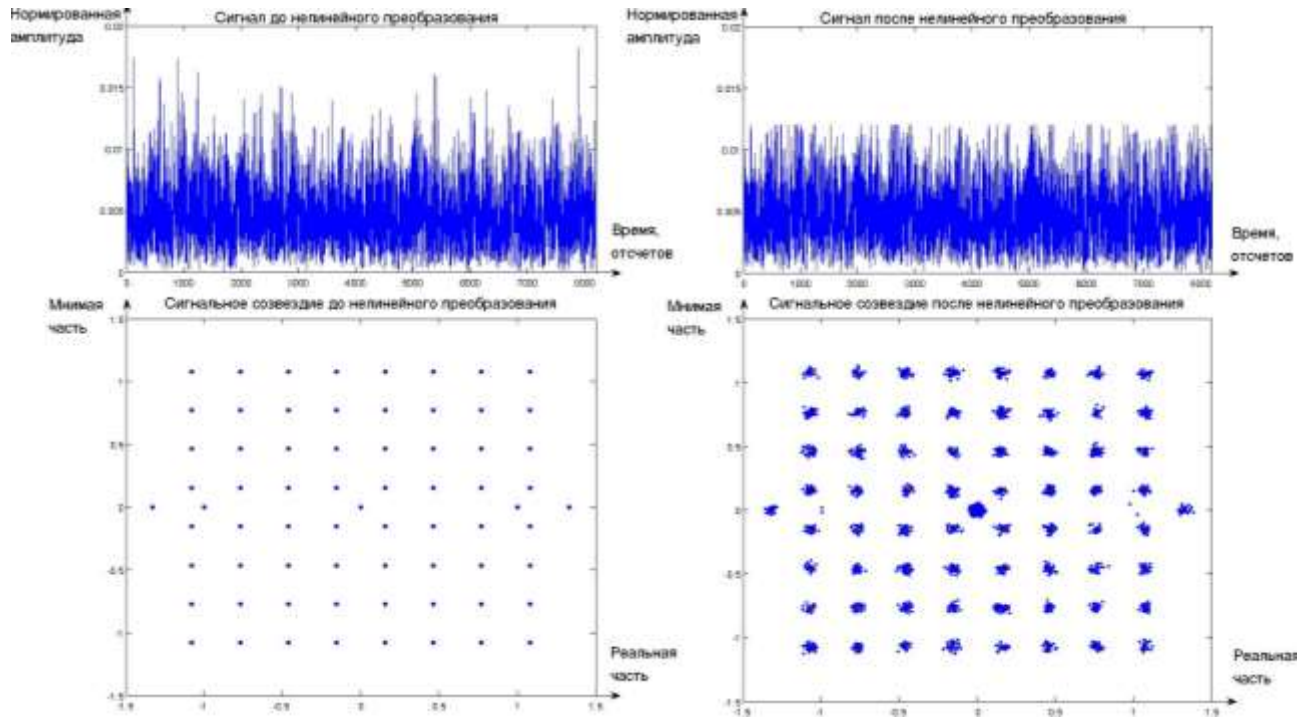


Рисунок 2.3 – Влияние ограничений усилителя мощности на сигнальное созвездие

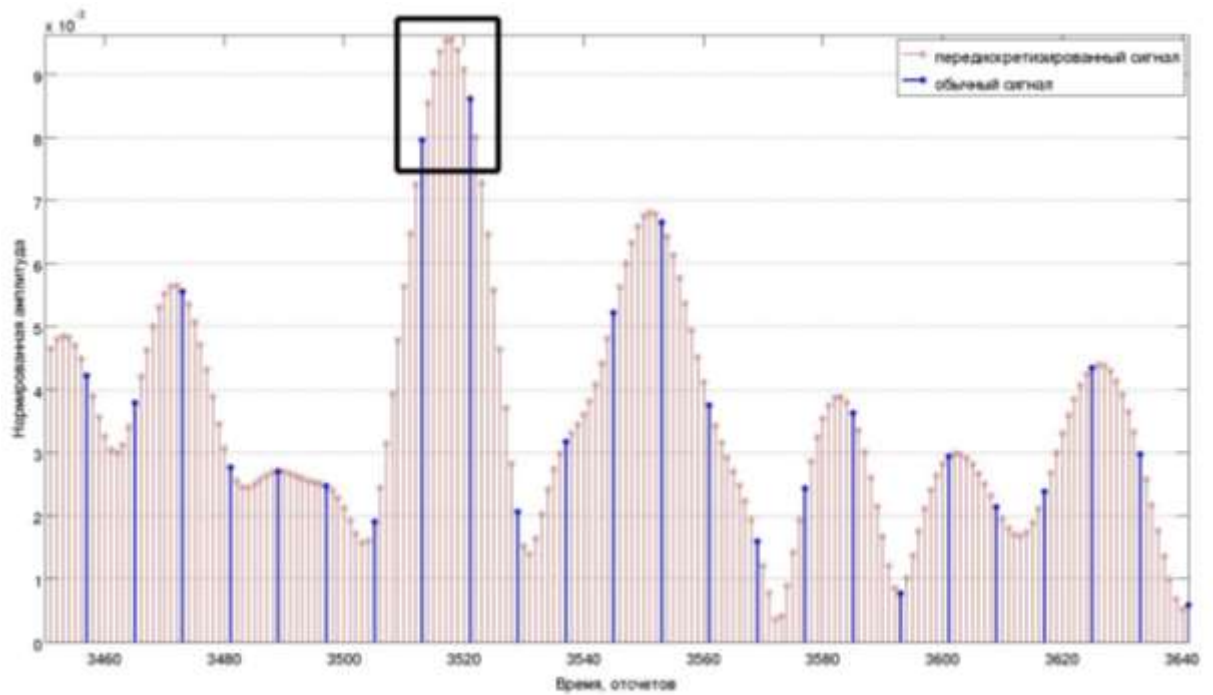


Рисунок 2.4 – Пояснение необходимости передискретизации сигнала при оценке пик-фактора

Зная соотношение мгновенной и средней мощности можно показать значение пик-фактора одночастотного радиосигнала  $y = A \cdot \sin(2\pi ft)$ :

$$PAPR_{dB}^{\text{одночастотного сигнала}} = 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{t \in [0, 1/f]} (|A \sin(2\pi ft)|^2)}{\int_0^{1/f} |A \sin(2\pi ft)|^2 dt} \right] = 10 \log_{10} \left[ \frac{A}{A/2} \right] = 3 \text{ дБ.}$$

Если же рассматривать комплексную огибающую одночастотного сигнала, то, очевидно, что  $PAPR_{dB}^{\text{компл. огиб. одночастотного сигнала}} = 0$  дБ.

В дальнейшем в данной главе рассматривается пик-фактор именно комплексной огибающей OFDM-сигнала.

Для OFDM-сигнала значение  $PAPR$  меняется от символа к символу в широких пределах. Зная число активных несущих, можно оценить сверху значение пик-фактора OFDM-сигнала, исходя из того, что отображение на ячейки осуществляется так, чтобы средняя мощность по созвездию была единичной, а появление различных ячеек созвездия равновероятно. Сначала, воспользовавшись теоремой Парсеваля [59], выразим среднюю мощность сигнала во временной области:

$$P_{cp} = \sum_{j=1}^{N_{FFT}} |\dot{x}(j)|^2 = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{j=1}^{N_{FFT}} |\dot{X}(j)|^2 = \frac{N_A}{N_{FFT}}, \quad (2.9)$$

Тогда

$$PAPR_{dB}^{OFDM \text{ сигнала}} \leq 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{i=1 \dots N} \left( \left| \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{j=1}^{N_{FFT}} \dot{X}(i) \cdot \exp \left[ j \cdot \frac{2\pi}{N_{FFT}} \cdot (i-1) \cdot (j-1) \right] \right|^2 \right)}{P_{cp}} \right] =$$

$$= 10 \log_{10} \left[ \frac{\max_{i=1 \dots N} \left( \left| \frac{\sum_{j=1}^{N_{FFT}} \dot{X}(i) \cdot \exp \left[ j \cdot \frac{2\pi}{N_{FFT}} \cdot (i-1) \cdot (j-1) \right] \right|^2 \right)}{N_A} \right] \quad (2.10)$$

Числитель дроби справа от знака неравенства принимает максимальное значение, когда в один отсчет времени все частотные составляющие складываются с одинаковой максимальной амплитудой, значит

$$PAPR_{dB}^{OFDM \text{ сигнала}} \leq 10 \log_{10} \left[ \frac{N_A^2}{N_A} \right] = 10 \log_{10}(N_A). \quad (2.11)$$

Таким образом, максимальное теоретически возможное значение пик-фактора в зависимости от числа несущих определяется по формуле 2.5. В таблице 2.1 приведены значения максимального возможного пик-фактора для разного числа активных несущих.

Таблица 2.1 – Максимальное теоретически возможное значение пик-фактора в зависимости от числа несущих

|                             |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Число активных несущих      | 128   | 256   | 512   | 1024  | 2048  | 4096  | 8192  | 16384 | 32768 |
| Максимальный пик-фактор, дБ | 21,07 | 24,08 | 27,09 | 30,10 | 33,11 | 36,12 | 39,13 | 42,14 | 45,15 |

Следует заметить, что при реальном вещании столь большие значения пик-фактора не появляются, поскольку при большом числе несущих вероятность того, что их сигналы сложатся в фазе в одной точке крайне мала..

Минимальное значение (0 дБ) пик-фактор OFDM-символа принимает в случае ЛЧМ сигнала.

Как правило, статистические свойства OFDM-сигнала, связанные с пик-фактором, описывают при помощи комплементарной интегральной функции распределения *CCDF*, которая определяется как

$$CCDF(X) = Pr(PAPR_{dB}^{OFDM \text{ сигнала}} > X), \quad (2.12)$$

где  $Pr(PAPR_{dB}^{OFDM \text{ символа}} > X)$  – вероятность того, что пик-фактор OFDM символа превышает величину  $X$ .

Комплементарную интегральную функцию распределения легко построить экспериментально – для этого достаточно сформировать большое число OFDM-символов, для каждого из которых необходимо рассчитать пик-фактор, после чего построить функцию в соответствии с (2.12). Построенная таким образом *CCDF* для сигнала системы РАВИС (до применения алгоритмов снижения пик-фактора) приведена на рисунке 2.5. Для построения было сформировано 4100 символов. Из рисунка видно, что с ростом полосы сигнала (а значит, и числа несущих) характеристика уходит в сторону больших значений пик-фактора; при этом экспериментально полученные уровни пик-фактора не превышают 13-14 дБ, что существенно ниже максимального значения пик-фактора, указанного в таблице 2.1. Для точного ( $\pm 0,1$  дБ) определения гамма-процентного уровня пик-фактора  $CCDF^\gamma$  (уровня пик-фактора сигнала, вероятность непревышения которого равна  $\gamma$ ) количество сгенерированных символов должно хотя бы на один-два порядка превышать величину  $\frac{1}{1-\gamma}$ .

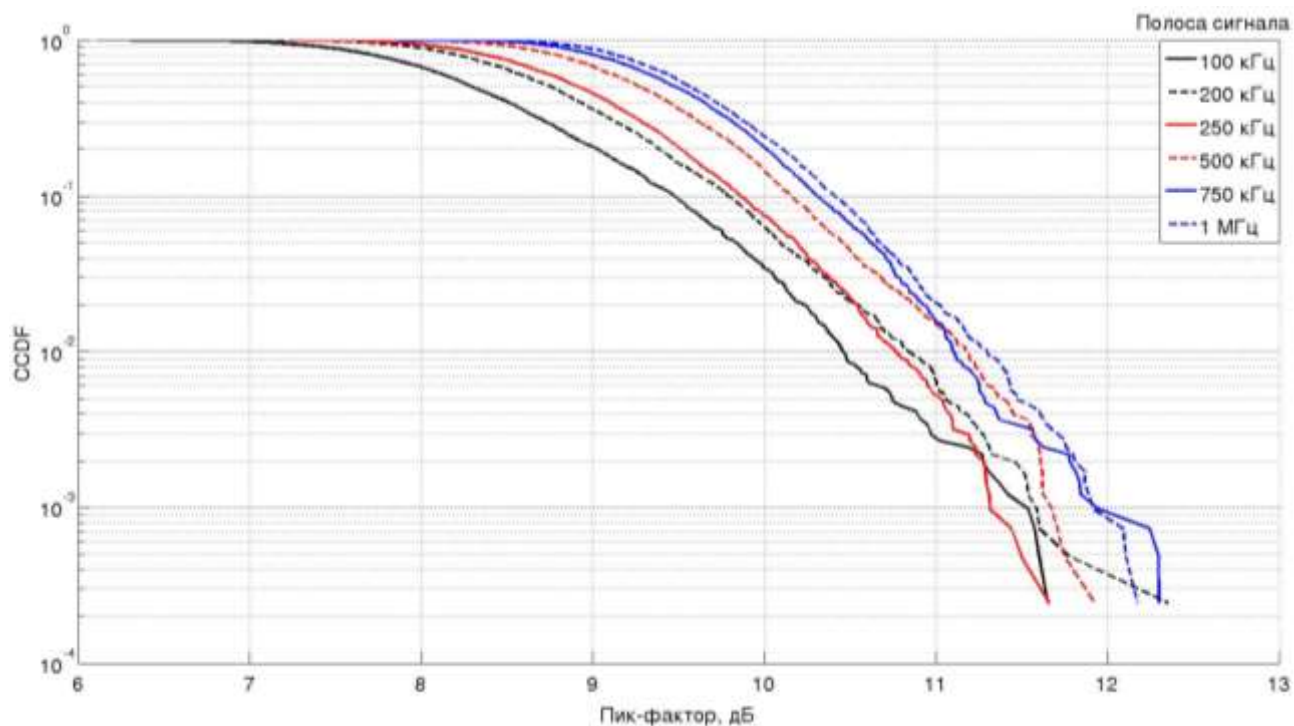


Рисунок 2.5 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) сигнала системы РАВИС

Чаще всего в литературе для описания и сравнения эффективности методов снижения пик-фактора используются выигрыш гамма-процентного уровня пик-фактора  $\Delta CCDF^\gamma = CCDF^{\gamma'} - CCDF^\gamma$ , где  $CCDF^{\gamma'}$  - гамма-процентный уровень пик-фактора после снижения пик-фактора каким-либо методом.

## 2.2 Обзор известных методов снижения пик-фактора в многочастотных системах передачи данных

Для снижения пик-фактора применяются различные методы его снижения, такие как:

- 1) Методы, основанные на ограничении амплитуды [12-13,25,52];
  - 2) Методы, основанные на кодировании [81];
  - 3) Метод селективного отображения (англ. SLM - Selective Mapping) [10,42,55];
  - 4) Метод PTS (англ. PTS – Partial Transim Sequences) [37];
  - 5) Метод резервирования тона (англ. TR - Tone Reservation) [49];
  - 6) Метод инъектирования тона (англ. TI - Tone Injection);
  - 7) Метод активного расширения созвездия (англ. ACE – Active Constellation Extension) ;
- и другие [39].

Сравнение качественных свойств различных методов снижения пик-фактора приведено в таблице 2.2 [35,36]. Под деградацией сигнала здесь подразумевается наличие искажений на информационных несущих вследствие применения метода снижения пик-



фактора [27]. Нельзя однозначно сказать что какой-либо метод лучше других, поскольку в различных ситуациях (требования к надежности передачи, количество несущих и т.д.) наиболее эффективными могут оказаться разные методы.

Таблица 2.2 – Сравнение свойств различных методов снижения пик-фактора

| Метод                          | Вычислительная сложность | Деградация сигнала | Снижение скорости передачи данных | Увеличение мощности сигнала |
|--------------------------------|--------------------------|--------------------|-----------------------------------|-----------------------------|
| ограничения амплитуды          | низкая                   | да                 | нет                               | нет                         |
| кодирования                    | высокая                  | нет                | да                                | нет                         |
| селективного отображения       | высокая                  | нет                | да                                | нет                         |
| PTS                            | высокая                  | нет                | да                                | нет                         |
| резервирования тона            | средняя                  | нет                | да                                | да                          |
| инжектирования тона            | средняя                  | да                 | нет                               | нет                         |
| активного расширения созвездия | средняя                  | нет                | нет                               | да                          |

Методы, основанные на ограничении амплитуды заключаются в итеративном ограничении амплитуды сигнала во временной области, переводе полученного сигнала в частотную область и фильтрации внеполосного излучения. Простейший пример применения такого метода (с применением прямоугольного окна) приведен на рисунке 2.3 (если осуществлять ограничение сигнала до его поступления на УМ). После фильтрации внеполосного излучения пики сигнала увеличатся по амплитуде; кроме того, такой подход приводит к снижению MER. За счет применения сглаживающих окон можно снизить уровень внеполосного излучения. На практике такие методы редко используются, поскольку расширение полосы сигнала по уровню -25 дБ может достигать 200%.

Методы, основанные на кодировании заключаются в том, что вводя относительно небольшую избыточность в передаваемое сообщение, все множество входных комбинаций кодера отображается во множество слов с пик-фактором, не превышающим заданный. В [82] на основе численного моделирования аналитических расчетов показано, что при выбранных способах манипуляции и количестве поднесущих частот множество всех возможных сигналов с OFDM можно структурировать, т.е. разбить на подмножества с одинаковым пик-фактором. Впрочем, там же указано, что практических решений, которые бы обеспечивали низкое значение пик-фактора сигнала OFDM с числом несущих порядка сотен и тысяч неизвестно. Таким образом, эти методы также неприменимы в современных вещательных системах.

Метод селективного отображения и метод PTS относятся к вероятностным методам снижения пик-фактора [54,70]. Они не исключают полностью появление сигналов с большим пик-фактором, но существенно снижают вероятность их появления. Суть методов заключается в том, что из каждого OFDM-символа определенным образом формируется набор модифицированных OFDM-символов, для каждого из которых рассчитывается пик-фактор. В эфир излучается тот модифицированный OFDM-символ, который имеет наименьший пик-фактор, причем этот символ несет в себе дополнительную служебную информацию о том, каким образом можно восстановить из модифицированного символа исходный. Эти методы не приводят к появлению внеполосных излучений,

Наиболее широкое применение в системах цифрового эфирного вещания получили метод резервирования тона (применяется в системах ATSC 3.0 и DVB-T2, РАВИС) и активного расширения созвездия (применяется в ATSC 3.0, DVB-T2, DTMB-A).

В данной главе приведены результаты моделирования различных алгоритмов снижения пик-фактора применительно к разрабатываемой в данное время второй версии стандарта системы РАВИС. Это позволит сравнить эффективность различных методов на реальной системе эфирного вещания с широким диапазоном ширины полосы сигнала.

### 2.3 Метод селективного отображения

Алгоритм, реализующий данный метод впервые упоминается в [38].

Входом алгоритма является OFDM-символ  $\dot{X}(i)$ ,  $i = 1, \dots, N$ , где  $N$  – длина дискретного преобразования Фурье и вектор  $ind_{inf}$ , содержащий  $N_{inf}$  номеров информационных несущих.

Его ОДПФ  $\dot{x}(i)$ ,  $i = 1, \dots, N$ , при достаточно большом  $N_{inf}$  имеет распределение, близкое по свойствам к гауссовскому двумерному распределению. Тогда вероятность того, что хотя бы один отсчет символа во временной области удовлетворяет условию  $|\dot{x}(k)|^2 > Z \cdot \overline{|\dot{x}(k)|^2}$  равна

$$CCDF(Z) = Pr(PAPR > Z) = 1 - (1 - \exp(-Z))^N, \quad (2.13)$$

где  $Z > 0$ .

Если  $N_{SLM}$  статистически независимых OFDM-символов несут одну и ту же информацию, тогда при выборе символа с минимальным пик-фактором из  $N_{SLM}$  альтернативных символов вероятность того, что минимальный пик-фактор не превысит  $Z$  равна

$$CCDF_{min}(Z) = Pr(PAPR_{min} > Z) = (Pr(PAPR > Z))^{N_{SLM}}, \quad (2.14)$$

На рисунке 2.6 приведены комплементарные интегральные функции распределения при различных значениях  $N_{SLM}$ . Очевидно, что с ростом  $N_{SLM}$  пик-фактор существенно снижается, однако начиная с определенного уровня удвоение  $N_{SLM}$  приводит лишь к малому снижению пик-фактора, в то время как вычислительная сложность алгоритма удваивается. Таким образом, выбор  $N_{SLM}$  осуществляется из несравнимых по Парето вариантов.

Рассмотрим, как реализуется метод селективного отображения. При инициализации алгоритма формируется базовая псевдослучайная двоичная последовательность  $prs_i$ , принимающая значения из множества  $\{-1;1\}$ ,  $i = 1, \dots, L$ , где  $L = \max(N_{inf}, N_{SLM})$ ,  $N_{SLM}$  - число применяемых в алгоритме отображений. Здесь следует заметить, что в [10] предлагалось использовать последовательность, принимающую значения из множества  $\{-1;1;j;-j\}$ . Однако результаты моделирования показывают, что использование более сложной последовательности нецелесообразно, поскольку оно не приводит к снижению пик-фактора;  $CCDF$  не меняется.

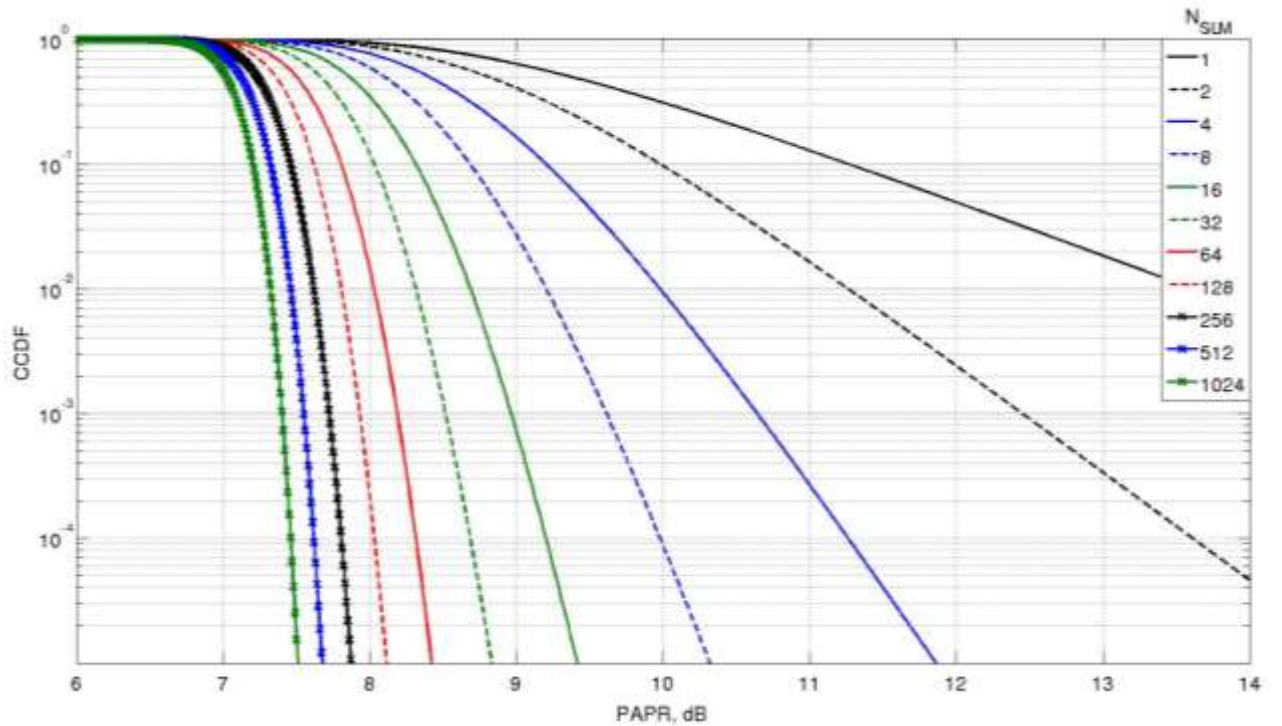


Рисунок 2.6 – Комплементарная интегральная функция распределения ( $CCDF$ ) в соответствии с (2.14) для различных  $N_{SLM}$

После этого формируется матрица  $P$ . При  $N_{inf} > N_{SLM}$  она определяется как

$$P = \begin{pmatrix} prs_1 & prs_2 & \dots & prs_{N_{inf}-1} & prs_{N_{inf}} \\ prs_2 & prs_3 & \dots & prs_{N_{inf}} & prs_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ prs_{N_{SLM}} & prs_{N_{SLM}+1} & \dots & prs_{N_{inf}-N_{SLM}-1} & prs_{N_{inf}-N_{SLM}} \end{pmatrix}, \quad (2.15)$$

в противном случае как

$$P = \begin{pmatrix} prs_1 & prs_2 & \dots & prs_{N_{inf}-1} & prs_{N_{inf}} \\ prs_2 & prs_3 & \dots & prs_{N_{inf}} & prs_{N_{inf}+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ prs_{N_{SLM}} & prs_1 & \dots & prs_{N_{SLM}-N_{inf}} & prs_{N_{SLM}-N_{inf}+1} \end{pmatrix}. \quad (2.16)$$

Далее формируется  $N_{SLM}$  альтернативных OFDM-символов следующим образом:  $k^{ая}$  строка матрицы  $P$  поэлементно умножается на вектор информационных несущих  $\dot{X}(ind_{inf}(j))$ ,  $j = 1, \dots, N_{inf}$ , полученный вектор записывается на позициях информационных несущих  $k^{озо}$  альтернативного OFDM-символа. Все остальные активные несущие переносятся в альтернативный символ без изменения.

Для каждого сформированного альтернативного символа осуществляется его перенос во временную область и расчет пик-фактора. Для передачи по радиоканалу выбирается тот символ, который имеет минимальный пик-фактор. Информация о том, какое из отображений использовано, передается на специально выделенных для этого несущих.

Поскольку распределение реального сигнала отличается от гауссовского, целесообразно оценить эффективность снижения пик-фактора данным методом посредством моделирования. Результаты моделирования приведены в таблицах 2.3-2.7. Гамма-процентный пик-фактор определен на основании 12300 случайно сгенерированных OFDM-символов, полностью соответствующих стандарту РАВИС. Пик-фактор исходного сигнала для различных режимов принимает значения от 11 до 12,2 дБ.

Таблица 2.3 – Результаты моделирования алгоритма SLM ( $N_{SLM} = 64$ ) применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,4                              | 7,9 | 8,1 | 8,6 | 8,8 | 8,9  |
| 16QAM                      | 7,4                              | 8,0 | 8,1 | 8,6 | 8,8 | 8,9  |
| 64QAM                      | 7,4                              | 7,9 | 8,1 | 8,6 | 8,8 | 8,9  |

Таблица 2.4 – Результаты моделирования алгоритма SLM ( $N_{SLM} = 128$ ) применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,2                              | 7,7 | 7,9 | 8,4 | 8,6 | 8,7  |
| 16QAM                      | 7,2                              | 7,7 | 7,9 | 8,4 | 8,6 | 8,7  |
| 64QAM                      | 7,2                              | 7,7 | 7,9 | 8,4 | 8,6 | 8,7  |

Таблица 2.5 – Результаты моделирования алгоритма SLM ( $N_{SLM} = 256$ ) применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,1                              | 7,6 | 7,8 | 8,2 | 8,5 | 8,6  |
| 16QAM                      | 7,1                              | 7,6 | 7,8 | 8,2 | 8,5 | 8,6  |
| 64QAM                      | 7,1                              | 7,6 | 7,8 | 8,2 | 8,5 | 8,6  |

Таблица 2.6 – Результаты моделирования алгоритма SLM ( $N_{SLM} = 512$ ) применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,1                              | 7,5 | 7,6 | 8,1 | 8,4 | 8,5  |
| 16QAM                      | 7,1                              | 7,5 | 7,6 | 8,1 | 8,4 | 8,5  |
| 64QAM                      | 7,1                              | 7,5 | 7,6 | 8,1 | 8,4 | 8,5  |

Таблица 2.7 – Результаты моделирования алгоритма SLM ( $N_{SLM} = 1024$ ) применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 6,8                              | 7,3 | 7,5 | 8,0 | 8,3 | 8,4  |
| 16QAM                      | 6,8                              | 7,3 | 7,5 | 8,0 | 8,3 | 8,4  |
| 64QAM                      | 6,8                              | 7,3 | 7,5 | 8,0 | 8,3 | 8,4  |

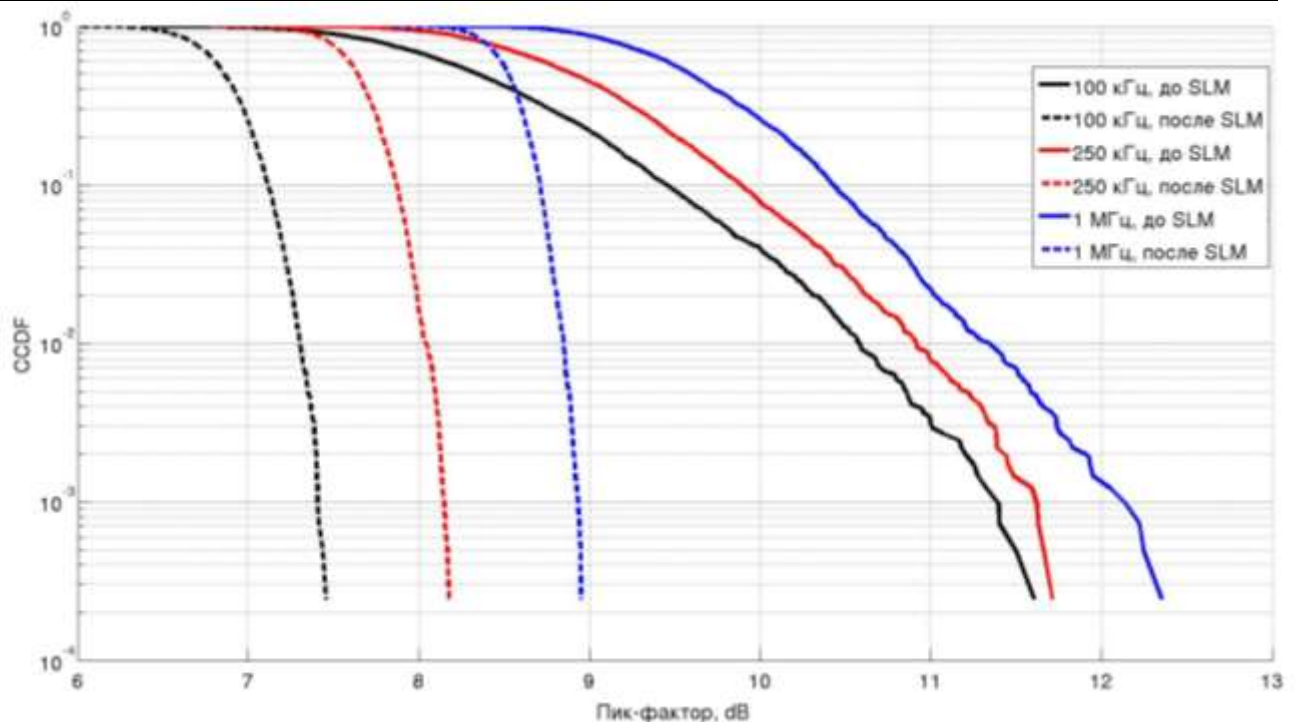


Рисунок 2.7 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после SLM ( $N_{SLM}=64$  отображений)

На рисунках 2.7-2.11 приведены комплементарные интегральные функции распределения пик-фактора до и после применения коррекции пик-фактора методом

селективного отображения при модуляции QPSK при упомянутых ранее количествах отображений. Графики для модуляций 16QAM и 64QAM не приводятся, поскольку дают примерно те же результаты. Таким образом, метод селективных отображений имеет одинаковую эффективность при сигнальных созвездиях любых порядков

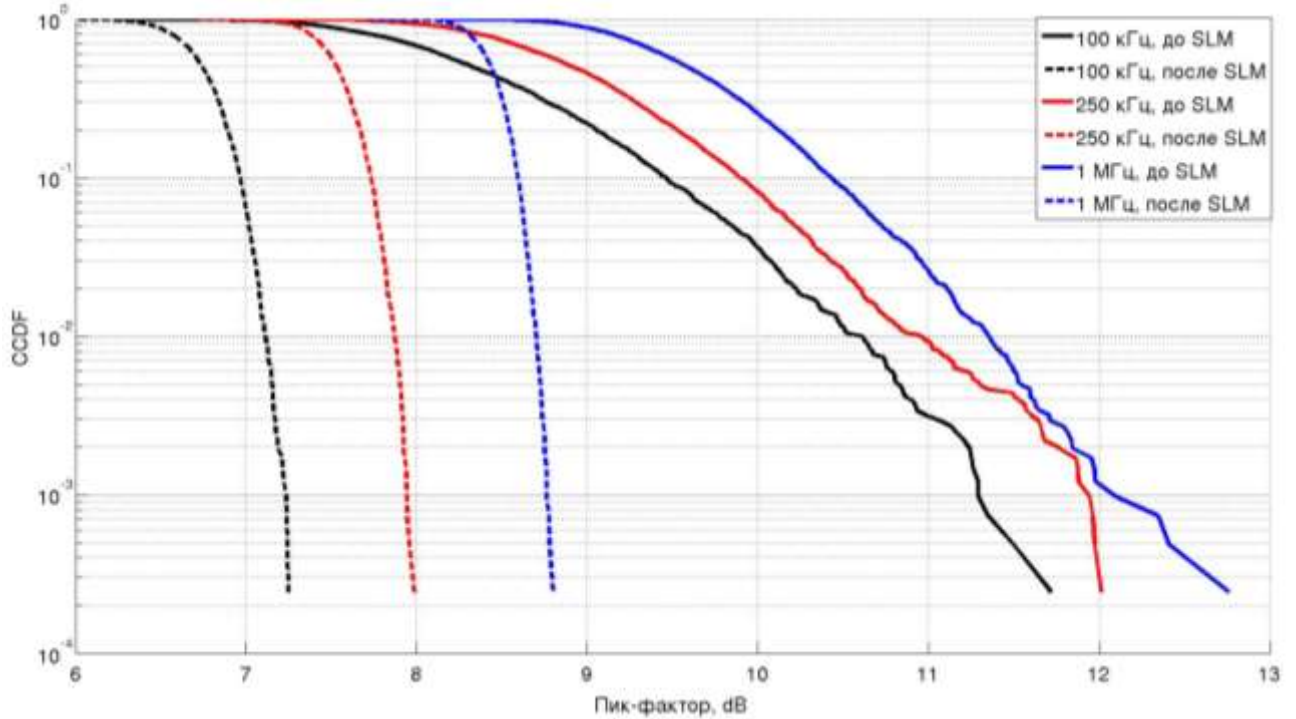


Рисунок 2.8 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после SLM ( $N_{SLM}=128$  отображений)

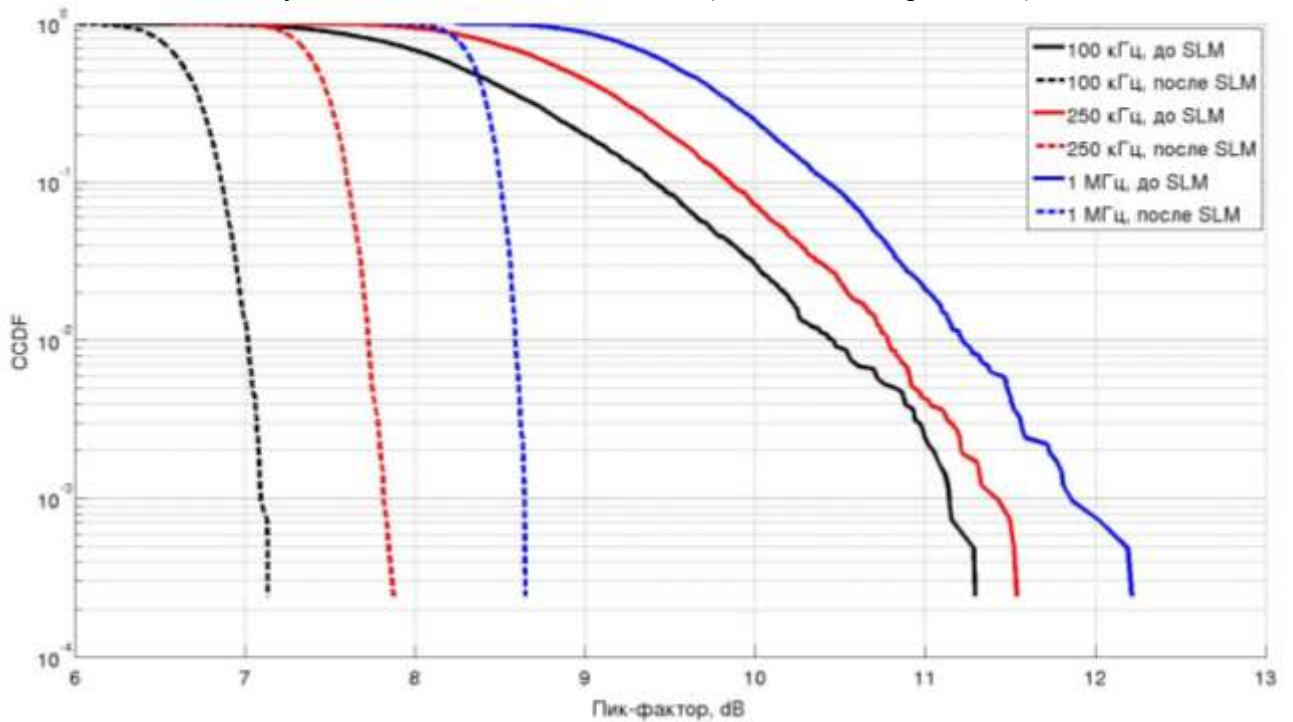


Рисунок 2.9 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после SLM ( $N_{SLM}=256$  отображений)

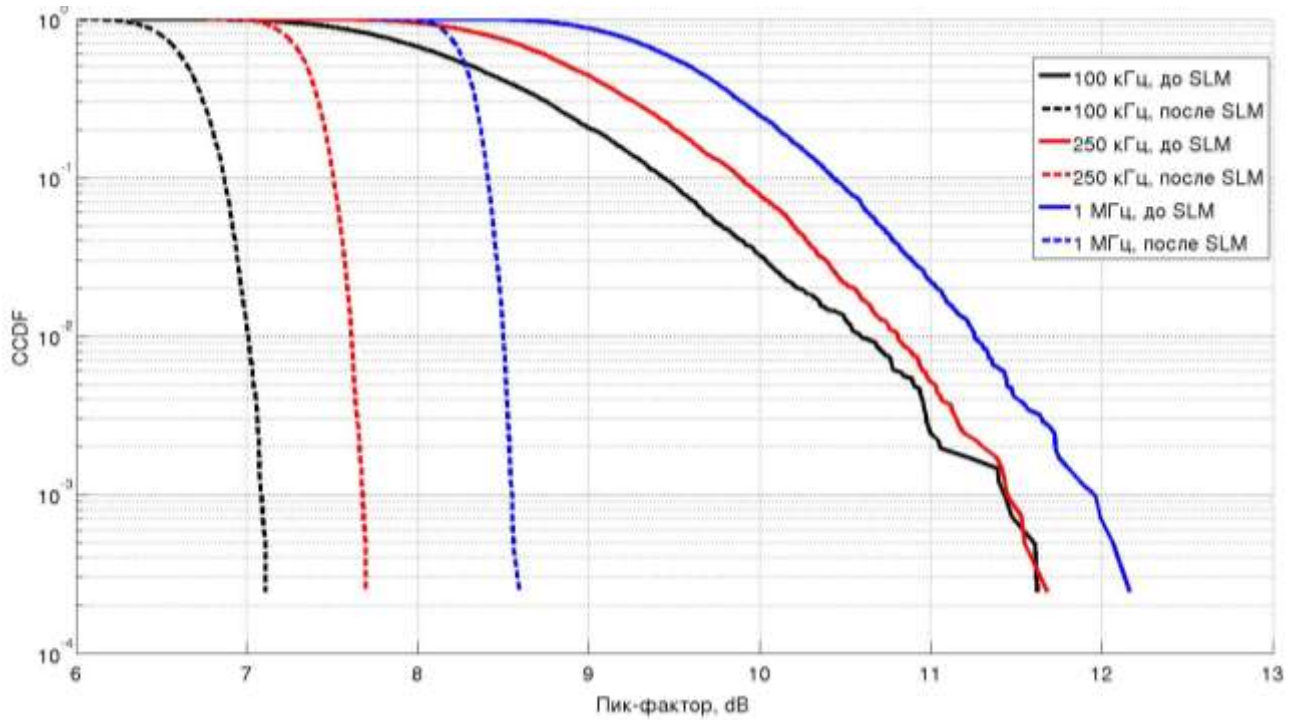


Рисунок 2.10 – Комплементарная интегральная функция распределения (*CCDF*) при модуляции QPSK до и после SLM ( $N_{SLM}=512$  отображений)

Результаты моделирования показывают низкую эффективность данного алгоритма для сигнала с большим числом несущих, в то время как при узкой полосе данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор. Так, пик-фактор в самом широком канале превышает пик-фактор в самом узком канале на 1,5-1,6 дБ в зависимости от количества отображений.

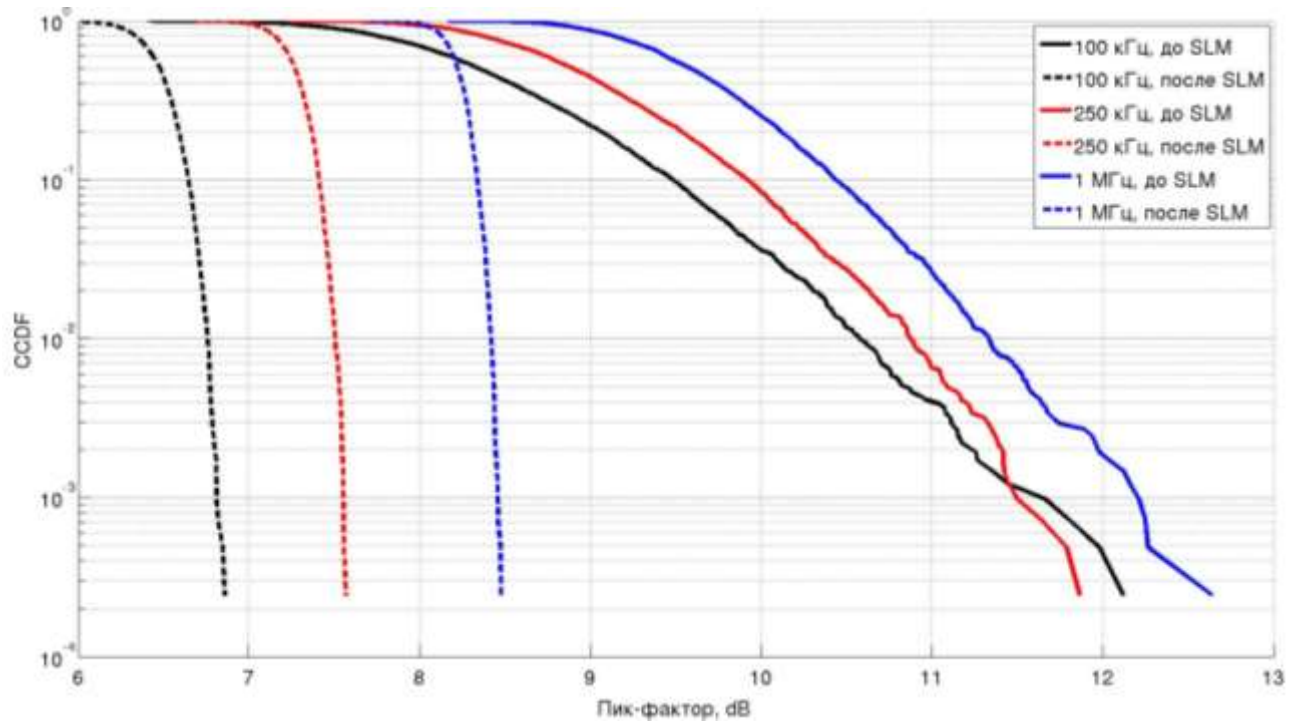


Рисунок 2.11 – Комплементарная интегральная функция распределения (*CCDF*) при модуляции QPSK до и после SLM ( $N_{SLM}=1024$  отображений)

Таким образом, применение метода селективного отображения позволяет снизить пик-фактор с  $\gamma=0,999$  не менее чем на 4,1, 3,6, 3,4, 2,9, 2,6, 2,5 дБ для каналов 100, 200, 250, 500, 750, 1000 кГц соответственно.

## 2.4 Метод резервирования тона

Впервые данный метод изложен в [49]. Суть метода резервирования тона заключается в том, что в полосе сигнала выделяется набор резервированных несущих с индексами  $ind_{TR}(j)$ ,  $j = 1, \dots, N_{TR}$ , которые не будут использоваться как информационные или служебные. Этот набор несущих должен быть заранее известным приёмнику, который, в сущности, будет игнорировать сигнал на этих частотах.

После того, как сформирован OFDM-символ, формируется корректирующий сигнал, который в частотной области имеет ненулевые составляющие только на резервированных несущих. Корректирующий сигнал формируется итеративно, при этом он добавляется к исходному сигналу, за счет чего происходит снижение пик-фактора. С точки зрения частотного ресурса сигнал, излучаемый в эфир, содержит на резервированных несущих бесполезные для приёмника компоненты. Следовательно, при применении метода резервирования тона происходит размен полосы сигнала на снижение пик-фактора. Также необходимо учитывать, что средняя мощность сигнала после добавления корректирующего сигнала вырастает. Далее будет показано, как этот фактор сказывается на эффективности метода и как необходимо это учитывать при оценке эффективности метода.

Блок-схема алгоритма, реализующего метод резервирования несущих приведена на рисунке 2.13. На вход алгоритма поступает OFDM-символ в частотной области (в котором во все активные несущие, кроме несущих TR уже записаны необходимые значения) и необходимые параметры алгоритма TR: индексы несущих TR в полосе сигнала  $ind_{TR}(i)$ , где  $i = 1, \dots, N_{TR}$ , и их количество  $N_{TR}$ , ограничения, накладываемые на сигнал на несущих TR, эталонный корректирующий сигнал  $x_{corr\_etal}$ , представляющий собой ОБПФ спектра  $X_{corr\_etal}$ , определяемого как

$$X_{corr\_etal}(i) = \begin{cases} \frac{N_{FFT}}{N_{TR}} & i \in ind_{TR} \\ 0 & i \notin ind_{TR} \end{cases} \quad (2.17)$$

Из 2.17 видно, что эталонный корректирующий сигнал при его использовании нормируется в частотной и временной области коэффициентом  $\frac{N_{FFT}}{N_{TR}}$ , чтобы максимальное значение амплитуды во временной области было единичным.

Набор индексов резервированных несущих  $ind_{TR}$  влияет на форму сигнала во временной области. На рисунке 2.12 а) изображена амплитуда сигнала во временной области при псевдослучайном распределении резервированных несущих в спектре сигнала



в пределах полосы сигнала. На рисунке 2.12 б) изображена амплитуда сигнала во временной области при выборе квазиоптимального расположения резервированных несущих в соответствии с [14,15]. На рисунке 2.12 в) изображена амплитуда сигнала во временной области при систематическом (равномерном) распределении резервированных несущих в пределах полосы сигнала. Из рисунка видно, что систематическое расположение резервированных несущих дает кроме основного пика большие по уровню побочные пики, (более 90% от амплитуды основного пика) в отличие от случайного расположения. Поскольку для более эффективной работы алгоритма уровень боковых пиков должен быть минимален, при выборе расположения резервированных несущих разумно рассматривать большое количество случайных распределений, чтобы выбрать наилучшее или использовать квазиоптимальное расположение [11]. Следует заметить, что использование квазиоптимального расположения не приводит к сколько-нибудь ощутимому увеличению эффективности метода.

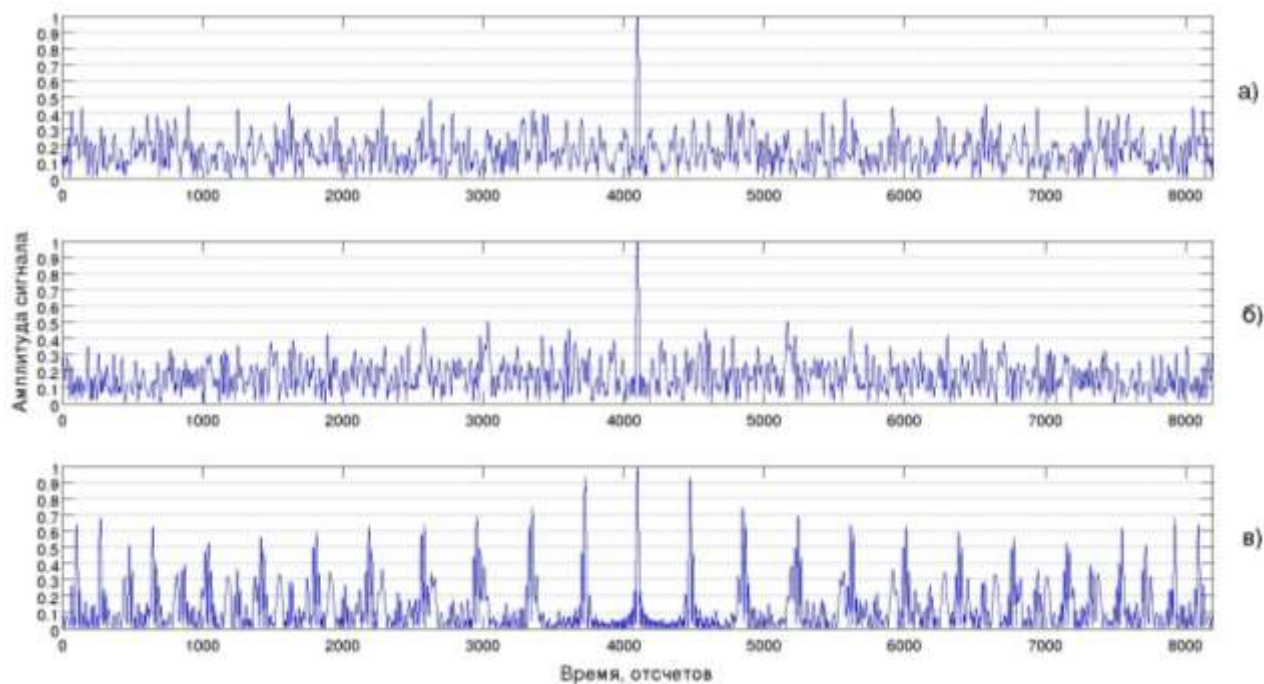


Рисунок 2.12 – Эталонный корректирующий сигнал при различных распределениях резервированных несущих в пределах полосы сигнала

При инициализации алгоритма осуществляется отображение OFDM-символа во временную область и производится расчет предельной энергии символа, при которой итерационный процесс должен быть прекращен:

$$E_{thresh} = E \frac{\alpha}{1 - \frac{N_{TR}}{N_A}}, \quad (2.18)$$

где  $E$  – энергия символа до применения алгоритма TR,  $\frac{N_{TR}}{N_A}$  – доля несущих TR в полосе

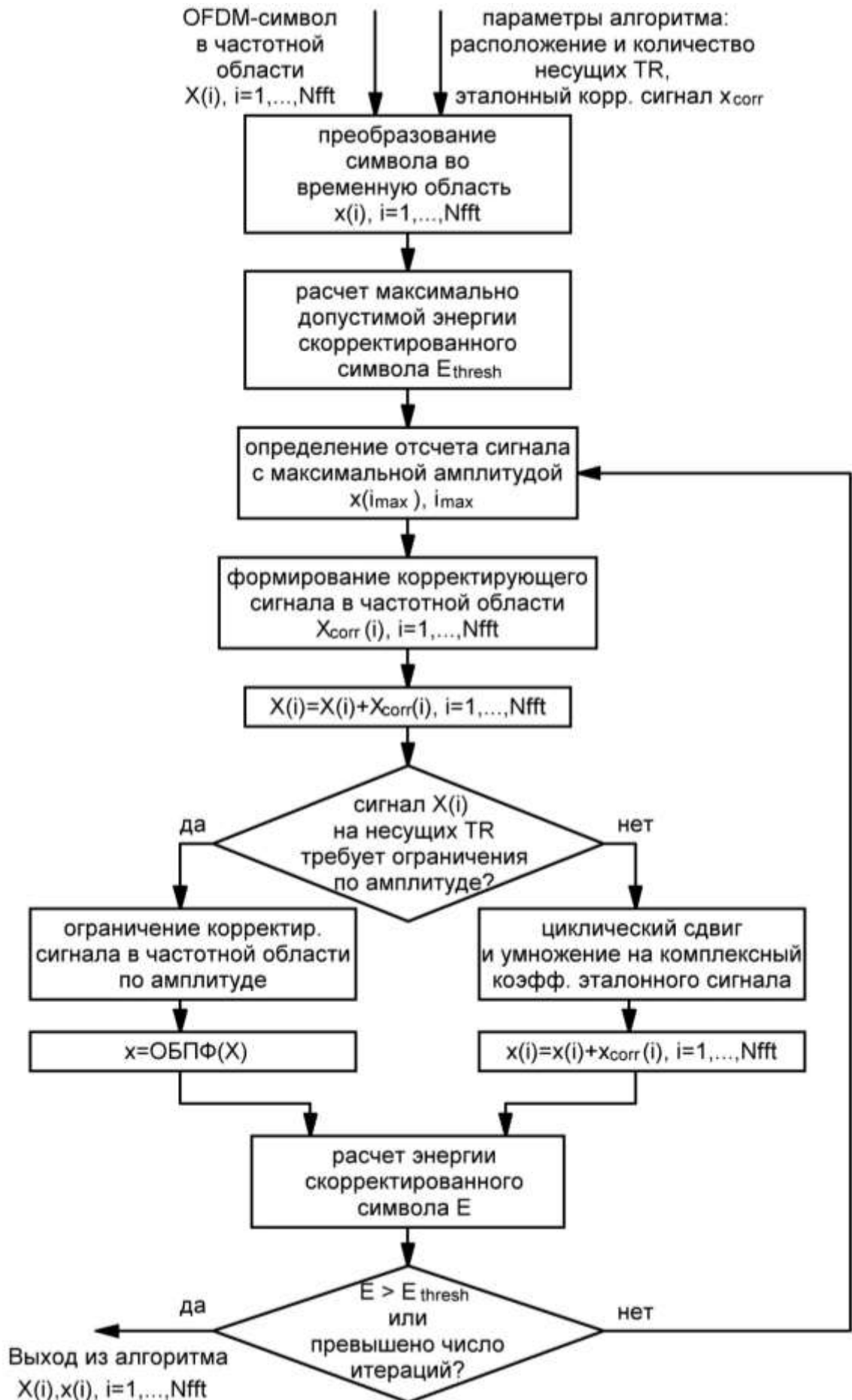


Рисунок 2.13 – Блок-схема алгоритма TR

сигнала от общего числа активных несущих. Таким образом, энергия символа после применения модифицированного алгоритма TR не может превышать энергию исходного символа (при условии, что несущие TR в полосе сигнала используются как информационные) умноженную на коэффициент  $\alpha$ , принимающий значения больше единицы. При этом коэффициент  $\alpha$  не должен быть слишком большим, поскольку при больших значениях  $\alpha$  вырастает средняя энергия символа, и, как следствие, требуется более мощный усилитель мощности, что нивелирует эффективность метода. На практике значение  $\alpha$  выбирается в диапазоне от 1 до 1,5.

При расчете эффективности метода необходимо учитывать, что реальный выигрыш по пик-фактору символа OFDM после применения TR будет на  $10 \cdot \log_{10}(\alpha)$  хуже, чем рассчитанный по (2.8) из-за того, что энергия символа увеличилась, и, как следствие, ужесточились требования к УМ. Это обстоятельство будет учтено при оценке эффективности работы

После инициализации начинается итерационный процесс. При каждой итерации осуществляется:

- 1) поиск отсчета OFDM-сигнала с максимальной амплитудой. Определяется его индекс  $i_{max}$ ;
- 2) формируется корректирующий сигнал в частотной области. Поскольку корректирующий сигнал во временной области должен иметь максимальное по амплитуде значение на отсчете  $i_{max}$ , воспользуемся свойством дискретного преобразования Фурье о связи сдвига сигнала на  $m$  отсчетов во временной области и его изменением в частотной области:

$$x(n - m) \Leftrightarrow X(k)e^{-j2\pi\frac{km}{N}}.$$

С учетом этого свойства корректирующий сигнал в частотной области запишем как

$$X_{corr}(k) = \begin{cases} -K_{iter} \cdot \frac{N_{FFT}}{N_{TR}} \cdot \arg(x(i_{max})) \cdot \exp\left[-j2\pi\frac{(k-1)(i_{max}-1)}{N_{FFT}}\right], & k \in ind_{TR} \\ 0, & k \notin ind_{TR} \end{cases} \quad (2.19)$$

Сформированный таким образом корректирующий сигнал будет иметь максимальную амплитуду на отсчете  $i_{max}$ , при этом его значение на комплексной области будет на  $\pi$  радиан развернуто относительно максимального значения сигнала  $x$ . Таким образом, при сложении корректирующего сигнала с  $x$  полученный суммарный сигнал будет иметь меньшую максимальную амплитуду чем  $x$ , и, как следствие, меньший пик-фактор.

Если величина коэффициента  $K_{iter}$  выбрана слишком малой, то выполнение алгоритма занимает недопустимо большое время, если слишком большой – падает

эффективность алгоритма. На рисунке 2.14 приведена зависимость уровня пик-фактора от номера итерации при различных значениях. Черным обозначена зависимость, когда величина  $K_{iter}$  относительно мала. Итеративный процесс заканчивает из-за большого количества итераций (число итераций необходимо ограничивать, поскольку в противном случае работа алгоритма может занимать недопустимо большое время; в данном случае число итераций не должно превышать 1000), так и не достигнув минимально допустимого уровня. При увеличении  $K_{iter}$  в 5 раз (обозначено красным цветом) за малое число итераций (меньше 300) пик-фактор снижается до меньшего значения, чем в предыдущем случае. Однако дальнейшее увеличение  $K_{iter}$  в два раза приводит к увеличению количества итераций и более высокому пик-фактору, чем в предыдущих случаях. Это объясняется тем, что при больших значениях  $K_{iter}$  запас энергии расходуется менее эффективно, поскольку при подавлении одного пика сигнала за счет наличия боковых лепестков корректирующего сигнала может увеличиваться другой пик, и возникает «конкуренция двух пиков». Именно этим явлением объясняется немонотонность зависимостей (если бы боковых лепестков в корректирующем сигнале не было, зависимость была бы монотонна).

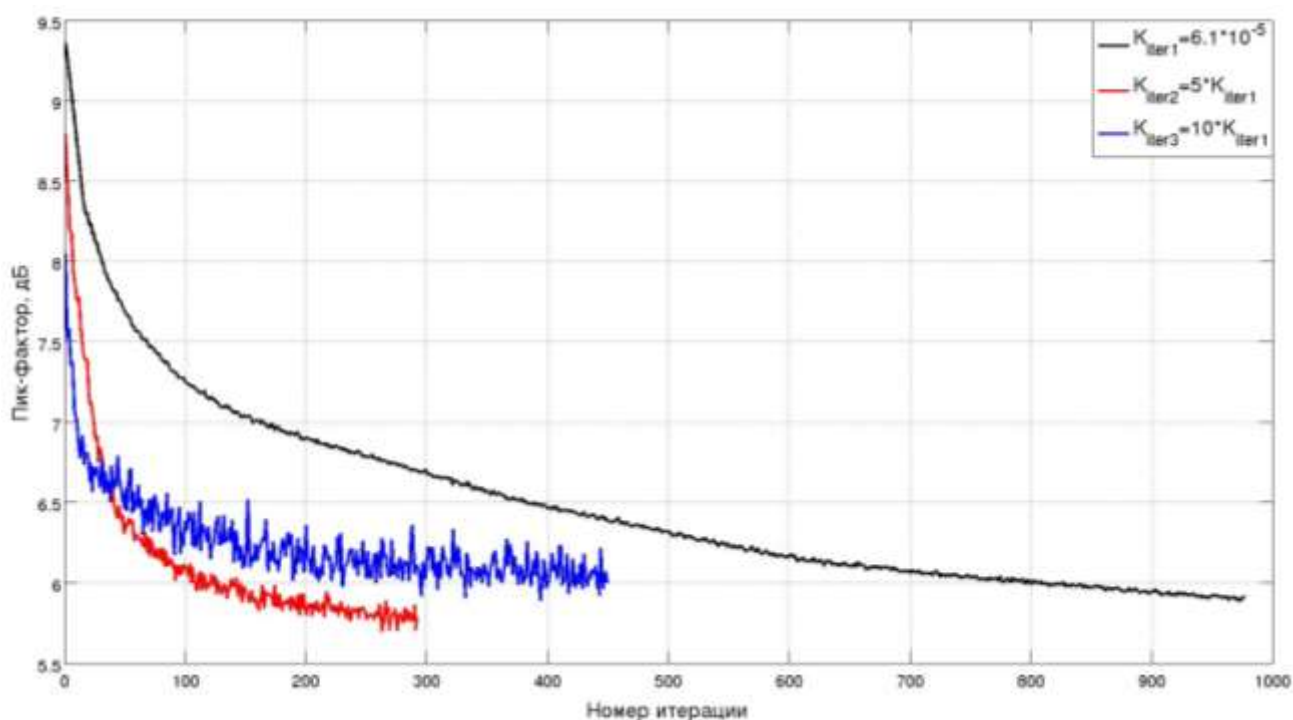


Рисунок 2.14 – Уровень пик-фактора в зависимости от номера итерации при разных  $K_{iter}$

Наилучшие результаты дает динамическое изменение  $K_{iter}$  от итерации к итерации в соответствии с [10].

- 3) Осуществляется суммирование  $X(k) = X(k) + X_{corr}(k), k = 1, \dots, N_{FFT}$ ;

4) Если на резервированных несущих амплитуда превышает максимально допустимое значение, осуществляется ограничение амплитуды до этого уровня. Фаза сигнала при этом не изменяется.

В различных вариантах метода применяются различные ограничения. Так, в [7] предлагает использовать в качестве максимально допустимого значения амплитуды следующее:

$$A_{TR\_max} = \frac{5\sqrt{10} \cdot N_{TR}}{\sqrt{27}N_A}. \quad (2.20)$$

Если было осуществлено ограничение, то использовать эталонный корректирующий сигнал нельзя, поэтому преобразование символа во временную область осуществляется посредством ОБПФ вектора  $X$ ;

5) Если на этапе 4 ограничение не осуществлялось, то сигнал переводится во временную область следующим образом:

$$x(k) = x(k) - K_{iter} \cdot \arg(x(i_{max})) \cdot \check{x}_{corr\_etal}(k), k = 1, \dots, N_{FFT} \quad (2.21)$$

где  $\check{x}_{corr\_etal}$  представляет собой циклически сдвинутый на  $i_{max}$  отсчетов сигнал  $x_{corr\_etal}$ ;

6) Осуществляется расчет энергии скорректированного сигнала  $E$ ;

7) Если  $E \leq E_{thresh}$  или превышено количество допустимых итераций, то итеративный процесс прекращается. В противном случае возвращаемся к пункту 1.

Результаты моделирования приведены в таблицах 2.8-2.10 при 2,5%, 5% и 7,5% резервированных несущих от общего числа активных несущих. Такой процент резервированных несущих выбран по причине относительно узких полос сигнала по сравнению с DVB-T2, где выделяется не более 1,5% полосы для резервированных несущих. Гамма-процентный пик-фактор определен на основании 12300 случайно сгенерированных OFDM-символов, полностью соответствующих стандарту РАВИС. Значение коэффициента  $\alpha$  равно 1,1.  $K_{iter}$  изменяется динамически от символа к символу, в пределах символа не изменяется. Пик-фактор исходного сигнала для различных режимов принимает значения от 11 до 12,2 дБ.

На рисунках 2.15-2.17 приведены комплементарные интегральные функции распределения пик-фактора до и после применения коррекции пик-фактора методом селективного отображения при модуляции QPSK при упомянутых ранее количествах отображений. Графики для модуляций 16QAM и 64QAM не приводятся, поскольку дают примерно те же результаты. Таким образом, метод селективных отображений имеет одинаковую эффективность при сигнальных созвездиях любых порядков.

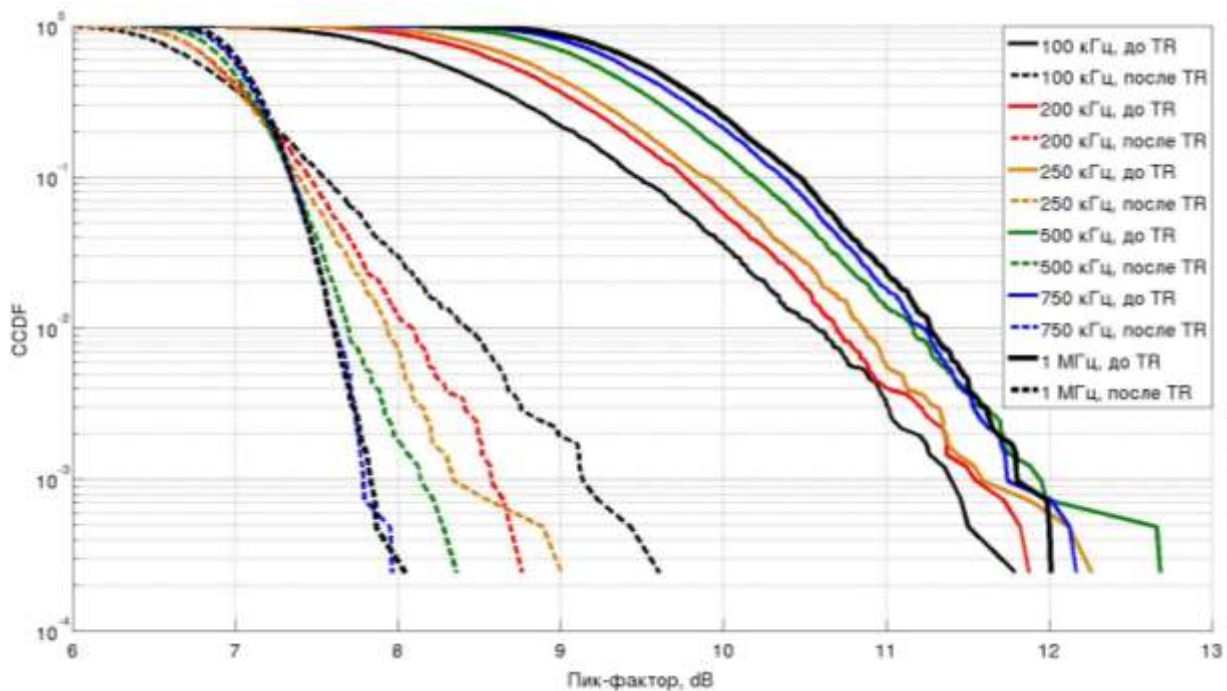


Рисунок 2.15 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после TR (2,5% несущих)

Таблица 2.8 – Результаты моделирования алгоритма TR 2,5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 9,1                              | 8,5 | 8,3 | 8,1 | 7,8 | 7,8  |
| 16QAM                      | 9,2                              | 8,8 | 8,4 | 7,9 | 7,9 | 7,7  |
| 64QAM                      | 9,1                              | 8,7 | 8,2 | 7,9 | 7,9 | 7,7  |

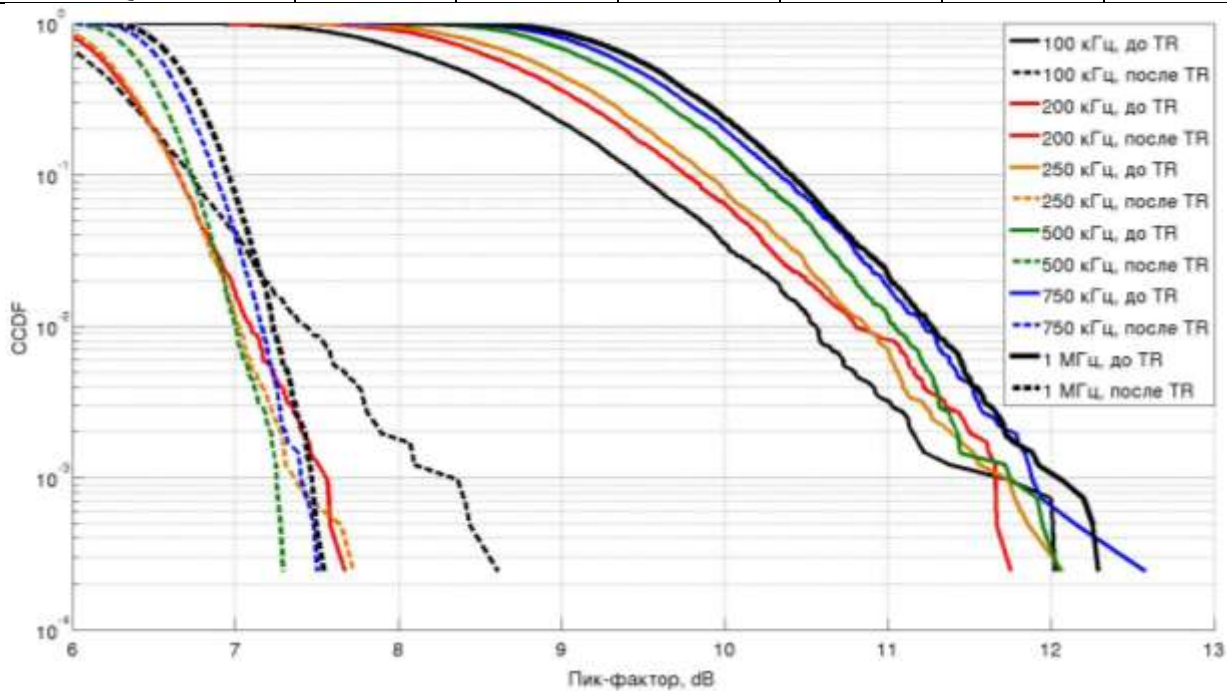


Рисунок 2.16 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после TR (5% несущих)

Таблица 2.9 – Результаты моделирования алгоритма TR 5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 8,1                              | 7,5 | 7,2 | 7,2 | 7,2 | 7,3  |
| 16QAM                      | 7,9                              | 7,5 | 7,3 | 7,2 | 7,3 | 7,3  |
| 64QAM                      | 7,9                              | 7,4 | 7,2 | 7,2 | 7,3 | 7,3  |

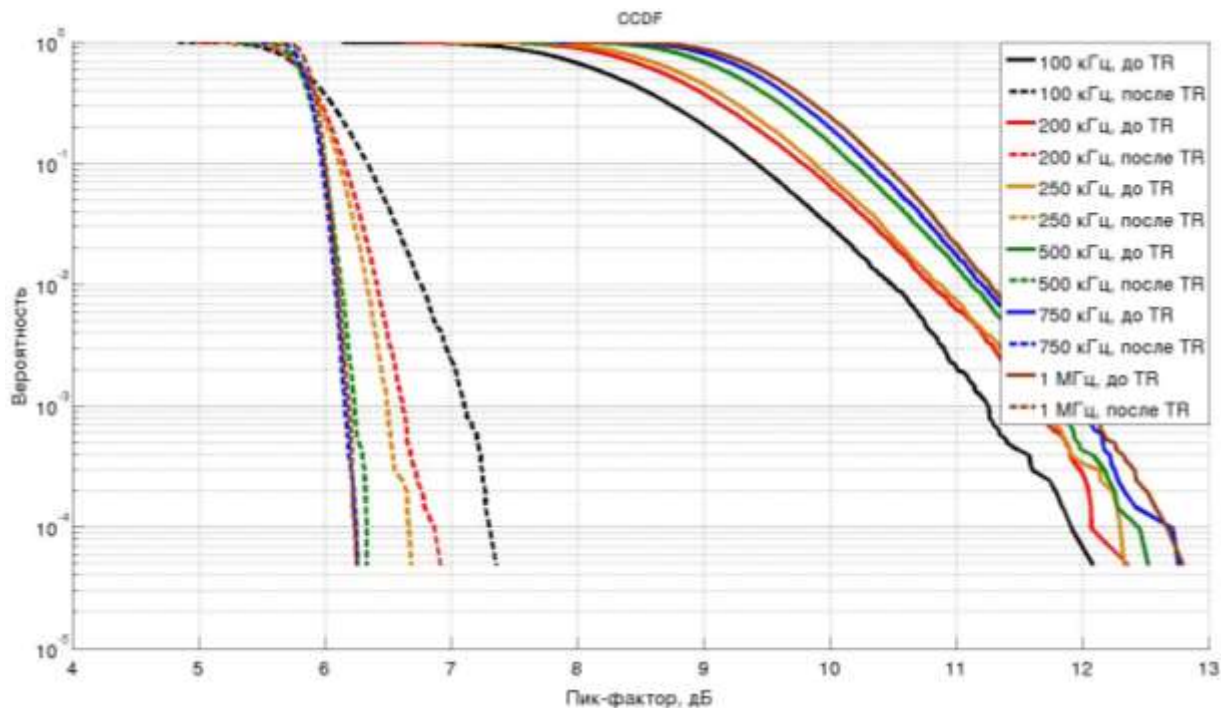


Рисунок 2.17 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после TR (7,5% несущих)

Таблица 2.10 – Результаты моделирования алгоритма TR 7,5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,1                              | 6,6 | 6,5 | 6,2 | 6,1 | 6,1  |
| 16QAM                      | 7,1                              | 6,6 | 6,5 | 6,1 | 6,1 | 6,1  |
| 64QAM                      | 7,2                              | 6,5 | 6,5 | 6,2 | 6,1 | 6,1  |

Результаты моделирования показывают что при широкой полосе сигнала данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор. Однако существенным недостатком данного метода является малая эффективность для сигнала с малым числом несущих (и, как следствие, малым числом резервированных несущих). В главе 3 будет показан разработанный автором способ, способный устранить основной недостаток метода резервирования тона.

## 2.5 Метод активного расширения созвездия

Основная идея метода активного расширения созвездия заключается в формировании антипикового сигнала для снижения пик-фактора посредством ограничения амплитуды сигнала по некоторому уровню  $V_{clip}$ , фильтрации внеполосного шума и наложения ограничений на шум, действующий в информационные ячейки. Ограничения выбираются таким образом, чтобы не снижать вероятность битовой ошибки при приеме сигнала.

Блок-схема алгоритма, реализующего метод активного расширения созвездия приведена на рисунке 2.18. На вход алгоритма поступает OFDM-символ в частотной области и необходимые параметры алгоритма ACE: ограничения, накладываемые на созвездия, величина  $V_{clip}$ , в отдельных вариациях алгоритма – коэффициент  $\mu$ .

При инициализации алгоритма осуществляется отображение OFDM-символа во временную область. Если сигнал во временной области содержит отсчеты, превышающие по амплитуде  $V_{clip}$ , начинается итерационный процесс, который состоит из следующих этапов:

- 1) Формируется клиппирующий сигнал  $c$  как

$$c(i) = \begin{cases} V_{clip} \cdot \frac{x(i)}{|x(i)|}, & |x(i)| > V_{clip}, i = 1, \dots, N_{FFT} \\ 0, & |x(i)| \leq V_{clip} \end{cases} \quad (2.22)$$

Поскольку обычно  $V_{clip}$  задается обычно в децибелах ( $V_{clip\_dB}$ ), необходимо перевести его в абсолютные значения как

$$V_{clip} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_{FFT}} x(i)x^*(i)}{N_{FFT}}} 10^{V_{clip\_dB}/10} \quad (2.23)$$

- 2) Клиппирующий сигнал посредством БПФ переносится в частотную область, где формируется корректирующий сигнал  $C'$  следующим образом

$$C'(j) = \begin{cases} C(j), & j \in ind_{INF} \\ 0, & j \notin ind_{INF} \end{cases} \quad (2.24)$$

- 3) После этого на каждой информационной несущей осуществляется наложение ограничений на сигнал. Суть ограничений наглядно изображена на рисунке 2.19.



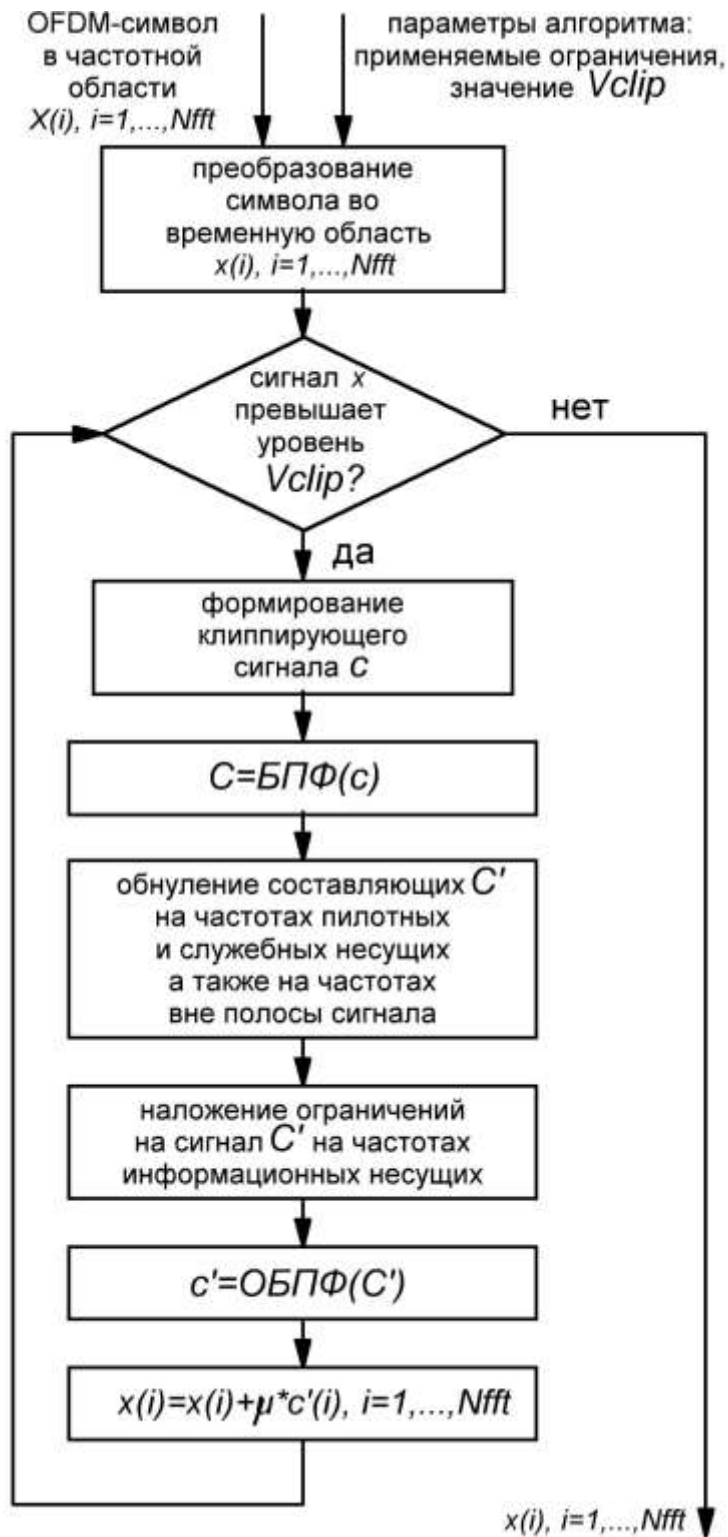


Рисунок 2.18 – Блок-схема алгоритма ACE

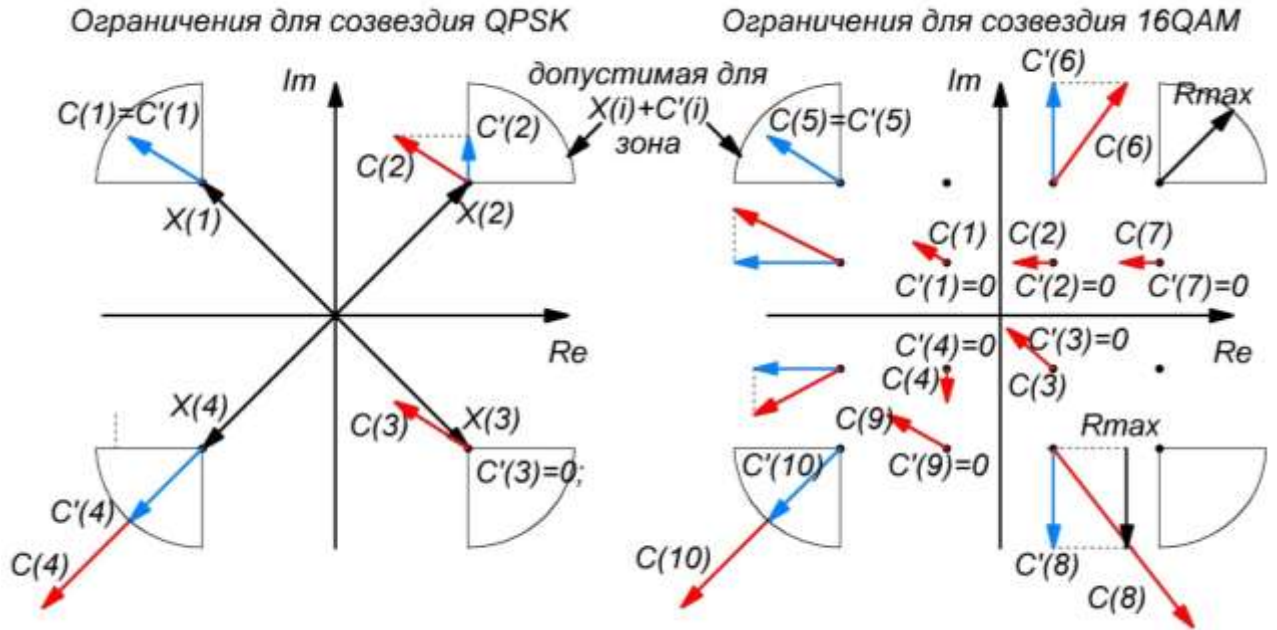


Рисунок 2.19 – Ограничения, накладываемые на  $C'$  в частотной области

Для созвездия QPSK применяются следующие ограничения:

- а) если вектор  $X(i) + C(i)$  попадает в допустимую зону, то  $C'(i) = C(i)$ , пример –  $X(1) + C(1)$ ;
- б) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен наружу созвездия, но не направлен и не попадает в допустимую зону, и ни одна из компонент  $C(i)$  не превышает  $R_{max}$ , то
 
$$\begin{aligned} \text{Re}\{C'(i)\} &= \text{Re}\{C(i)\} & \text{или} & & \text{Re}\{C'(i)\} &= 0 \\ \text{Im}\{C'(i)\} &= 0 & & & \text{Im}\{C'(i)\} &= \text{Im}\{C(i)\} \end{aligned}$$
 (обнуляется компонента  $C(i)$ , направленная в векторе  $X(i) + C(i)$  к оси другой компоненты), пример –  $X(2) + C(2)$ ;
- в) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен наружу созвездия, но не направлен и не попадает в допустимую зону, и компонента  $C(i)$ , не подлежащая обнулению, превышает  $R_{max}$ , то
 
$$\begin{aligned} \text{Re}\{C'(i)\} &= R_{max} & \text{или} & & \text{Re}\{C'(i)\} &= 0 \\ \text{Im}\{C'(i)\} &= 0 & & & \text{Im}\{C'(i)\} &= R_{max} \end{aligned}$$
 (обнуляется компонента  $C(i)$ , направленная в векторе  $X(i) + C(i)$  к оси другой компоненты);
- г) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен внутрь созвездия, то  $C'(i) = 0$ , пример –  $X(3) + C(3)$ ;
- в) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен в допустимую зону, но превышает допустимую амплитуду то  $C'(i) = R_{max} \cdot \arg\{C(i)\}$ , пример –  $X(4) + C(4)$ .

Для внешних угловых точек созвездия 16QAM применяются следующие ограничения:

- а) если вектор  $X(i) + C(i)$  попадает в допустимую зону, то  $C'(i) = C(i)$ , пример –  $X(5) + C(5)$ ;

б) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен наружу созвездия, но не направлен и не попадает в допустимую зону, и ни одна из компонент  $C(i)$  не превышает  $R_{max}$ , то

$$\begin{matrix} Re\{C'(i)\} = Re\{C(i)\} \\ Im\{C'(i)\} = 0 \end{matrix} \quad \text{или} \quad \begin{matrix} Re\{C'(i)\} = 0 \\ Im\{C'(i)\} = Im\{C(i)\} \end{matrix} \quad (\text{обнуляется компонента } C(i), \text{ направленная}$$

в векторе  $X(i) + C(i)$  к оси другой компоненты);

в) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен наружу созвездия, но не направлен и не попадает в допустимую зону, и компонента  $C(i)$ , не подлежащая обнулению, превышает  $R_{max}$ , то

$$\begin{matrix} Re\{C'(i)\} = R_{max} \\ Im\{C'(i)\} = 0 \end{matrix} \quad \text{или} \quad \begin{matrix} Re\{C'(i)\} = 0 \\ Im\{C'(i)\} = R_{max} \end{matrix} \quad (\text{обнуляется компонента } C(i), \text{ направленная в}$$

векторе  $X(i) + C(i)$  к оси другой компоненты);

г) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен внутрь созвездия, то  $C'(i) = 0$ ;

д) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен в допустимую зону, но превышает допустимую амплитуду то  $C'(i) = R_{max} \cdot arg\{C(i)\}$ , пример –  $X(10) + C(10)$ .

Для внешних неугловых точек созвездия 16QAM применяются следующие ограничения:

а) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен внутрь созвездия, то  $C'(i) = 0$ ;

б) если вектор  $X(i) + C(i)$  направлен наружу созвездия,  $\begin{matrix} Re\{C'(i)\} = Re\{C(i)\} \\ Im\{C'(i)\} = 0 \end{matrix}$  или

$\begin{matrix} Re\{C'(i)\} = 0 \\ Im\{C'(i)\} = Im\{C(i)\} \end{matrix}$  (для левых и правых неугловых точек обнуляется компонента  $Im$ , для

верхних и нижних неугловых точек обнуляется компонента  $Re$ );

Для всех внутренних точек созвездия 16QAM  $C'(i) = 0$ .

Для созвездия 64QAM применяются аналогичные ограничения.

4) Посредством ОБПФ корректирующего сигнала  $C'$  он переносится во временную область, образуя  $c'$ .

5) Осуществляется добавление корректирующего сигнала, умноженного на коэффициент  $0 < \mu < 1$  к OFDM-сигналу:

$$\begin{cases} x(i) = x(i) + \mu \cdot c'(i), i = 1, \dots, N_{FFT} \\ X(i) = X(i) + \mu \cdot C'(i), i = 1, \dots, N_{FFT} \end{cases}$$

б) Если не превышено допустимое количество итераций и обновленный сигнал  $x$  содержит отсчеты, превышающие по амплитуде  $V_{clip}$ , осуществляется возврат к пункту 1.

Основными параметрами, влияющими на эффективности алгоритма, являются порог клипирования  $V_{clip}$ ,  $R_{max}$  и  $\mu$ . Множитель  $\mu$  влияет на скорость сходимости итеративного процесса. При моделировании использовалась фиксированная величина  $\mu$ , обеспечивающая число итераций не более 300. Такой подход допустим, поскольку при использовании

динамически изменяющегося  $\mu$  можно уменьшить количество итераций, однако способ изменения выбирают таким, чтобы максимально близко приблизиться к результатам, которых можно получить с малым статическим  $\mu$ . От параметра  $R_{max}$  существенно зависит эффективность метода. На рисунках 2.20-2.22 приведены результаты моделирования метода ACE применительно к системе РАВИС при величинах параметра  $R_{max}$  равных 0,4, 0,8 и 2. Из рисунков видно, что с ростом  $R_{max}$  увеличивается эффективность метода. Так, для  $R_{max}=0,4$  наилучший уровень пик-фактора, равный 8,1 дБ можно получить при  $V_{clip}=8$  дБ, для  $R_{max}=0,8$  наилучший уровень пик-фактора, равный 7,6 дБ можно получить при  $V_{clip}=7,2$  дБ, для  $R_{max}=0,8$  наилучший уровень пик-фактора, равный 7,1 дБ можно получить при  $V_{clip}=6,6$  дБ. Из рисунков видно, что при значениях  $V_{clip}$  ниже реально достижимого уровня (на рисунках 2.20-2.22 кривая обозначена черным цветом) характеристика идет гладко, однако снижение пик-фактора невелико. С ростом  $V_{clip}$  выше реально достижимого уровня на кривой появляются вертикальные участки, которые объясняются тем, что при таких уровнях порога отсечки алгоритм способен снизить пик-фактор до порогового. Наиболее эффективное значение описывается гладкой кривой с небольшим вертикальным участком.

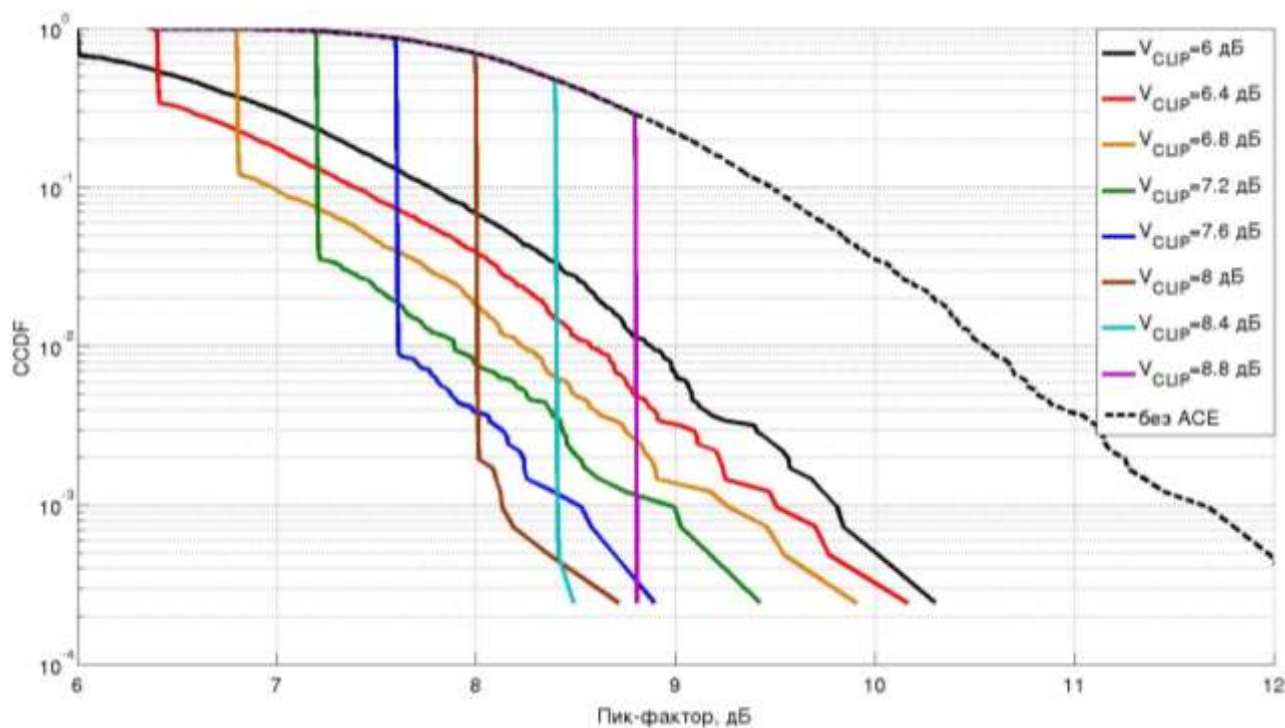


Рисунок 2.20 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после ACE для  $R_{max}=0,4$  при различных  $V_{clip}$

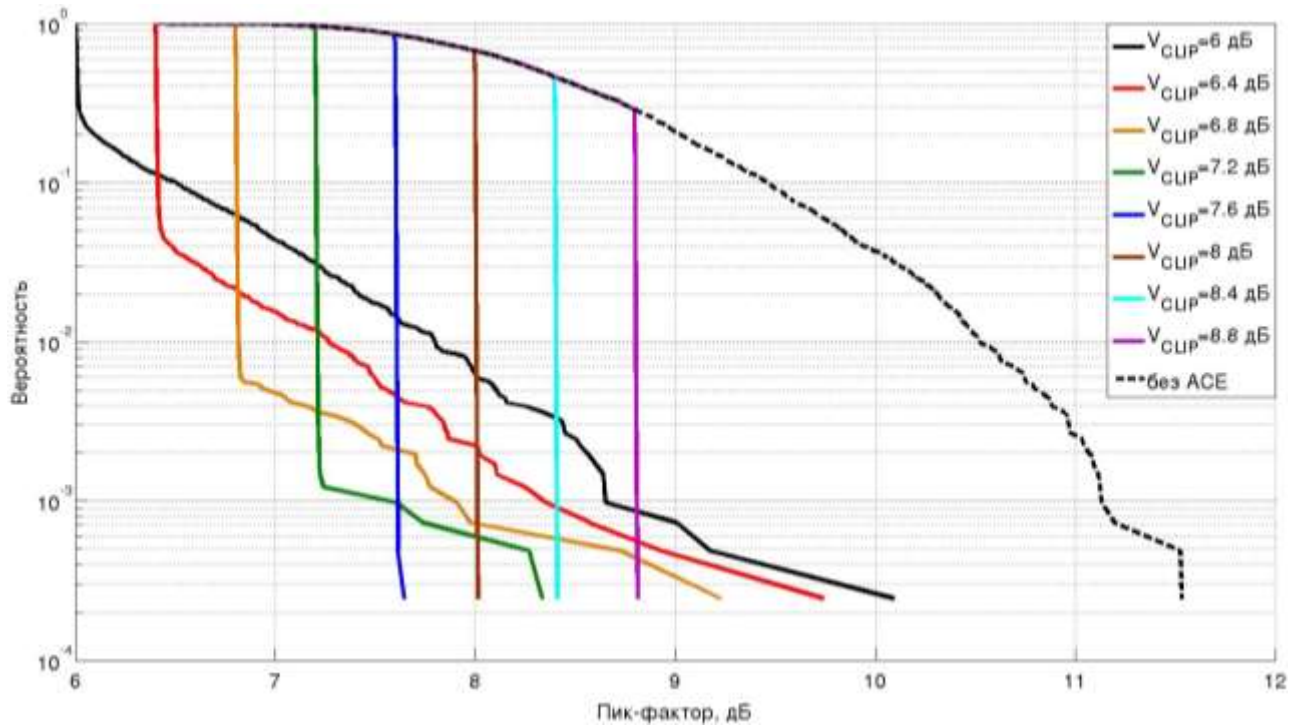


Рисунок 2.21 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после ACE для  $R_{max}=0,8$  при различных  $V_{clip}$

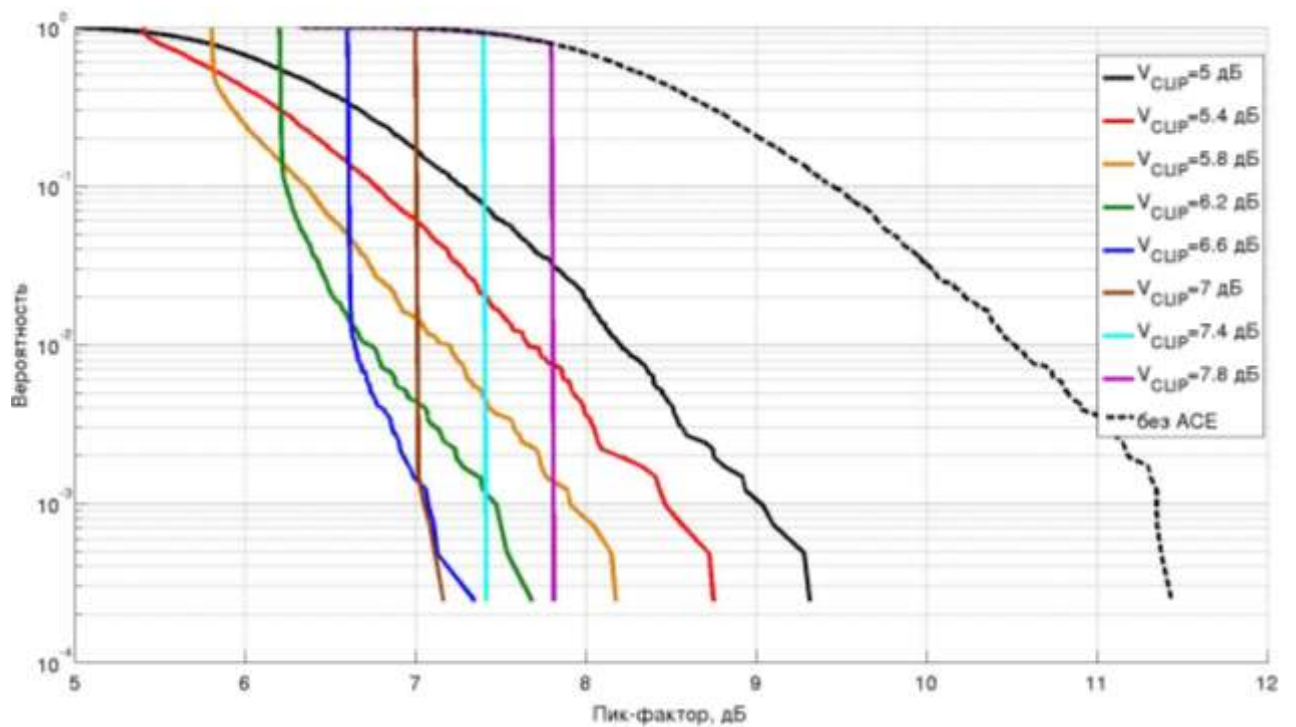


Рисунок 2.22 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при модуляции QPSK до и после ACE для  $R_{max}=2$  при различных  $V_{clip}$

Результаты моделирования приведены в таблицах 2.11-2.13 при  $R_{max}=0,4$ ,  $R_{max}=0,8$  и  $R_{max}=2$ . Гамма-процентный пик-фактор определен на основании 12300 случайно сгенерированных OFDM-символов, полностью соответствующих стандарту РАВИС. При

моделировании использовалась фиксированная величина  $\mu$ , обеспечивающая число итераций не более 300.

На рисунках 2.23-2.31 приведены комплементарные интегральные функции распределения пик-фактора до и после применения коррекции пик-фактора методом активного расширения созвездия при различных видах модуляции. Таким образом, метод активного расширения созвездия имеет различную эффективность при различных сигнальных созвездиях и имеет малую эффективность при созвездиях высоких порядков.

Таблица 2.11 – Результаты моделирования алгоритма ACE при  $R_{max}=0,4$  применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250  | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|------|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |      |     |     |      |
| QPSK                       | 8,1                              | 7,8 | 7,6  | 7,4 | 7,2 | 7,1  |
| 16QAM                      | 9,8                              | 8,8 | 9,1  | 8,5 | 8,6 | 9,2  |
| 64QAM                      | 10,6                             | 9,8 | 10,0 | 9,6 | 9,6 | 9,8  |

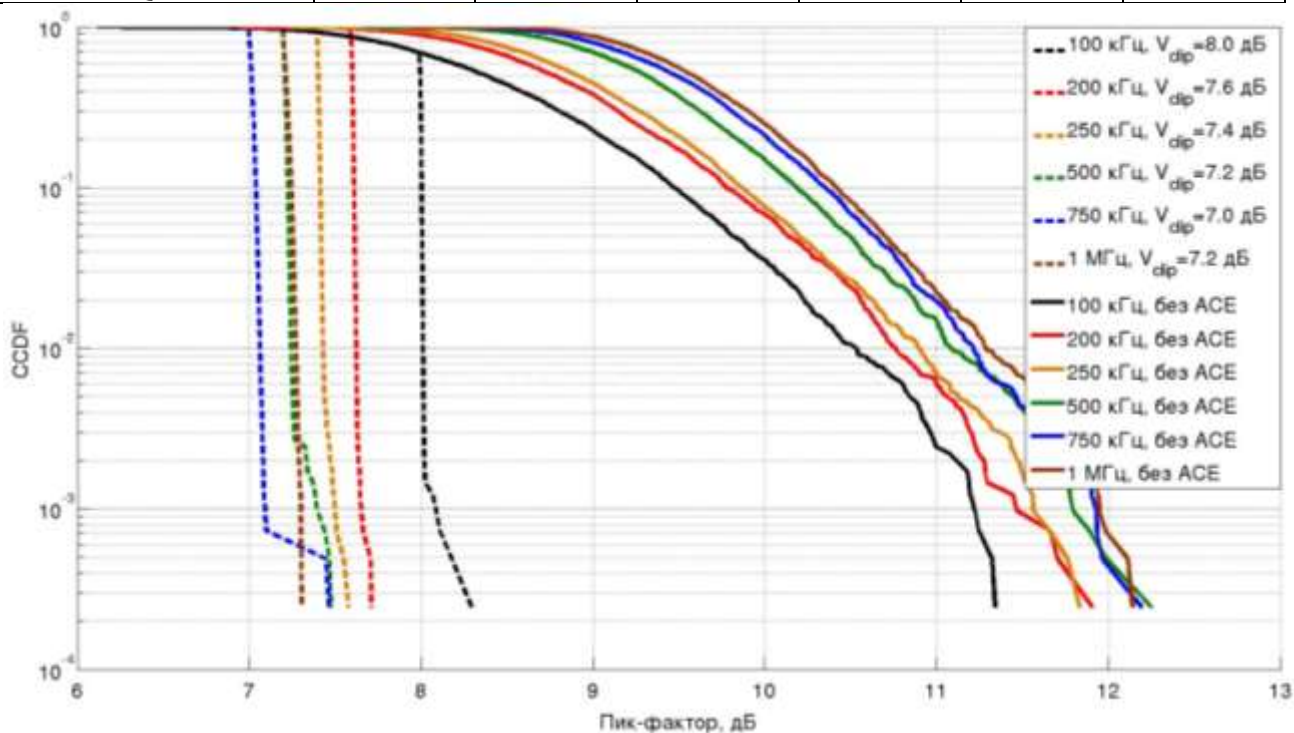


Рисунок 2.23 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=0,4$  и модуляции QPSK до и после ACE

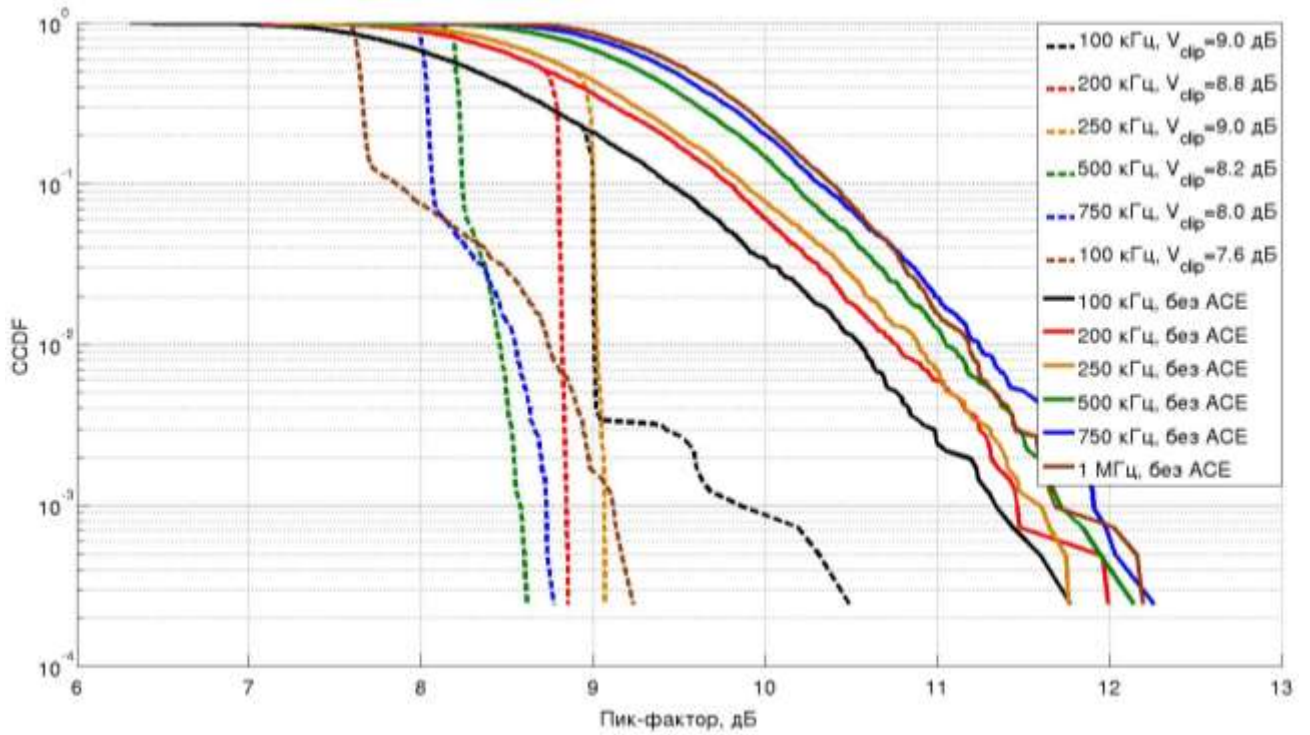


Рисунок 2.24 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=0,4$  и модуляции 16QAM до и после ACE

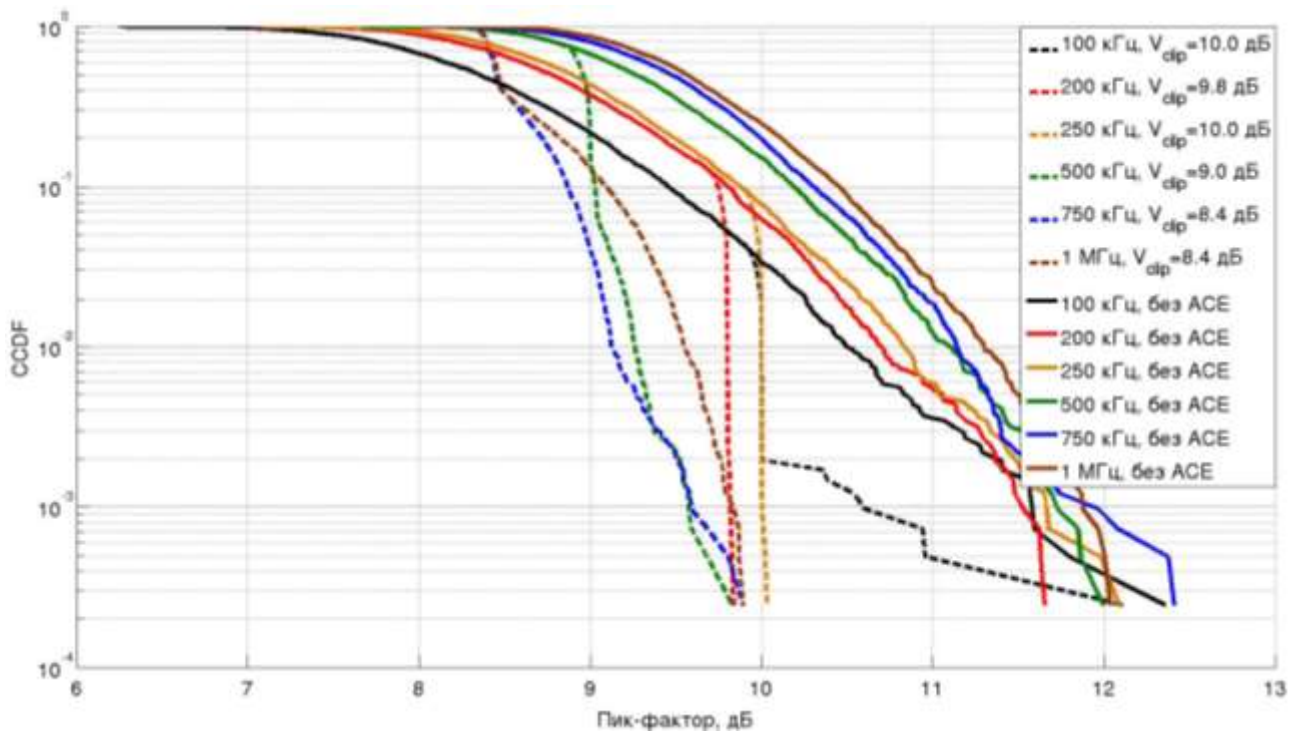


Рисунок 2.25 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=0,4$  и при модуляции 64QAM до и после ACE

Таблица 2.12 – Результаты моделирования алгоритма ACE при  $R_{max}=0,8$  применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 7,6                              | 6,8 | 6,8 | 6,8 | 7,0 | 6,9  |
| 16QAM                      | 8,4                              | 8,2 | 8,0 | 7,9 | 8,2 | 8,8  |
| 64QAM                      | 9,6                              | 9,2 | 9,1 | 9,0 | 9,0 | 9,3  |

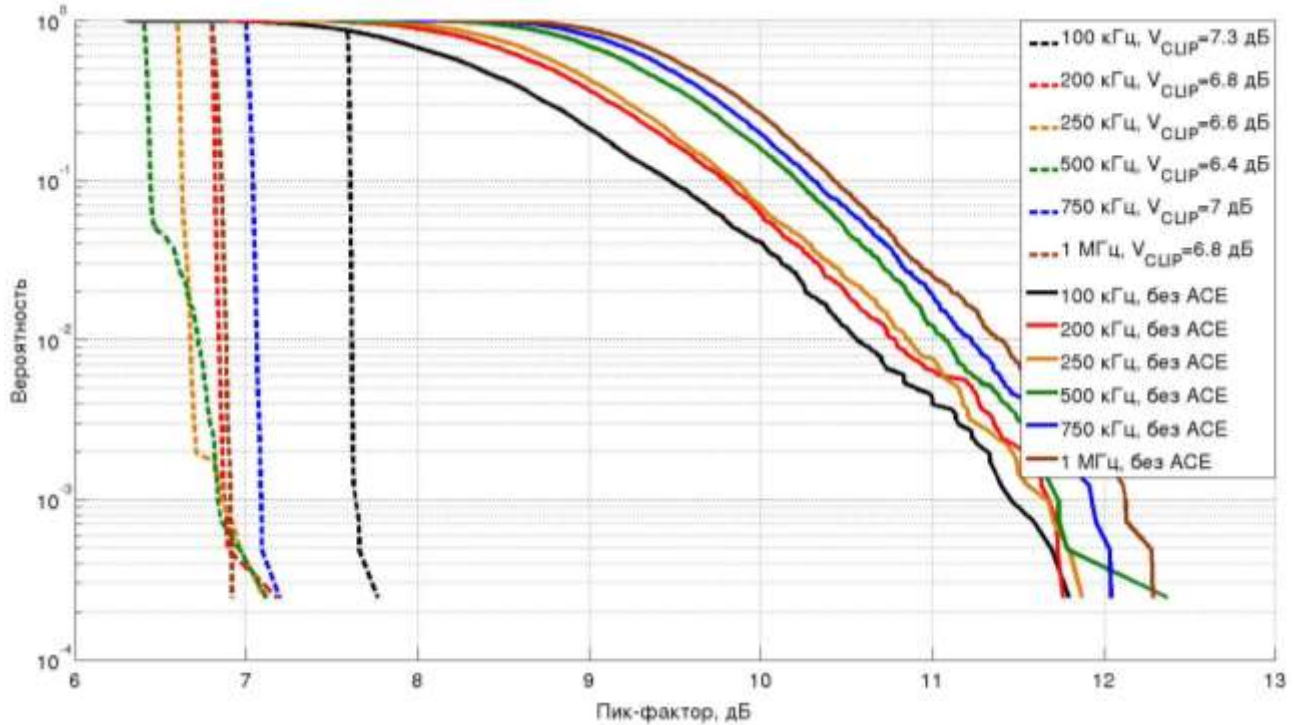


Рисунок 2.26 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=0,8$  и модуляции QPSK до и после ACE

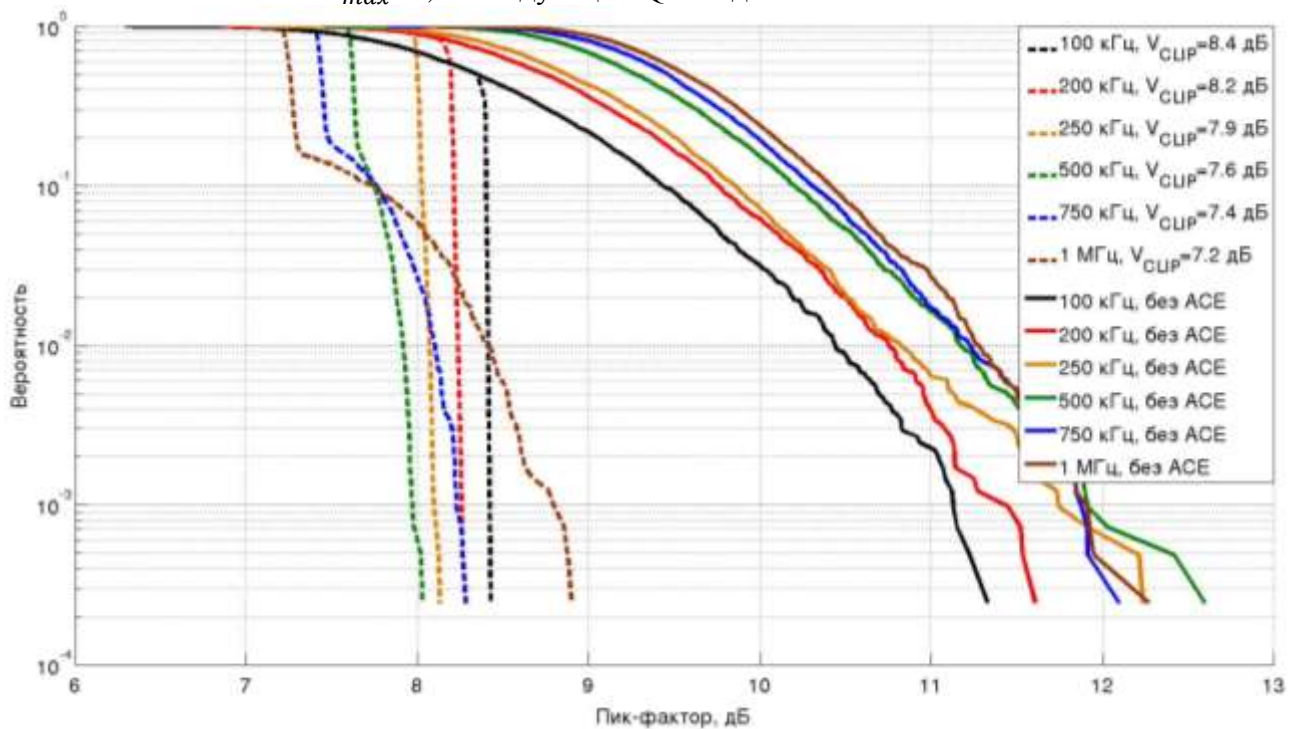


Рисунок 2.27 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=0,8$  и модуляции 16QAM до и после ACE



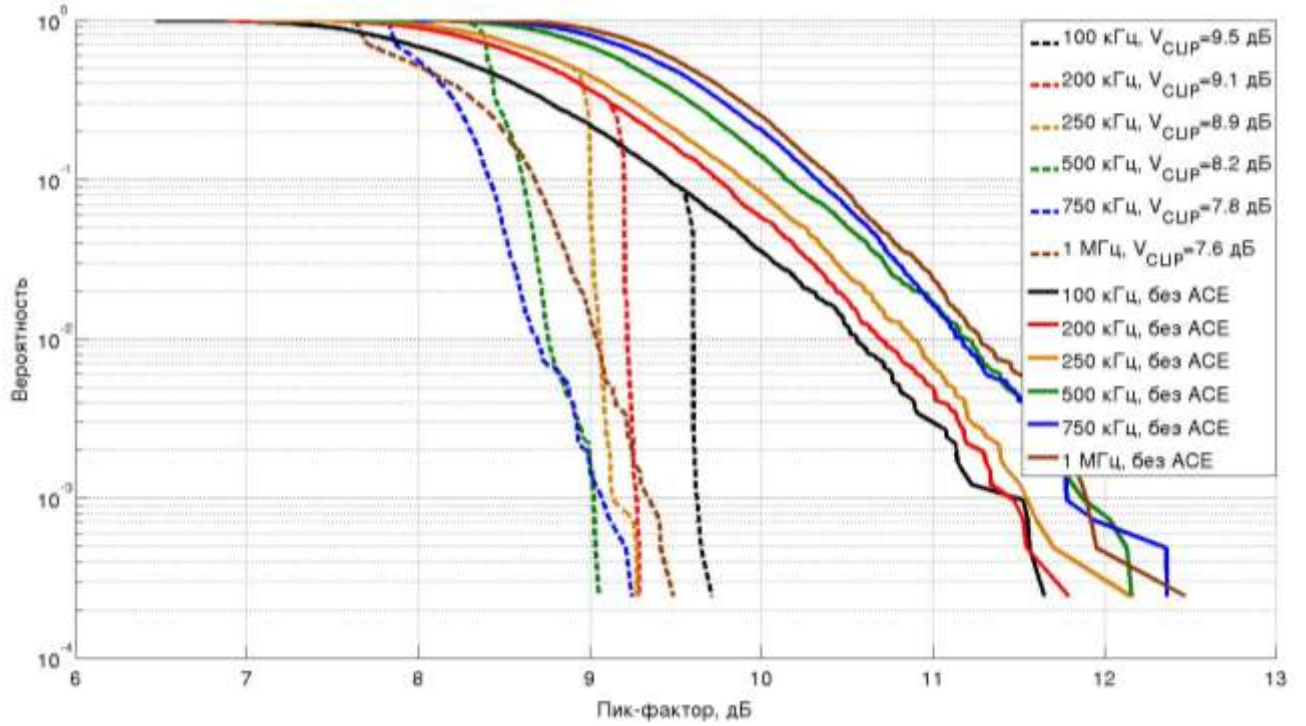


Рисунок 2.28 – CCDF при  $R_{max}=0,8$  и модуляции 64QAM до и после ACE

Таблица 2.13 – Результаты моделирования алгоритма ACE при  $R_{max}=2$

применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц | 100                              | 200 | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|----------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |     |     |     |     |      |
| QPSK                       | 6,5                              | 6,2 | 6,2 | 6,5 | 6,8 | 6,9  |
| 16QAM                      | 7,7                              | 7,3 | 7,3 | 7,4 | 7,9 | 8,3  |
| 64QAM                      | 8,9                              | 8,7 | 8,3 | 8,3 | 8,9 | 9,4  |

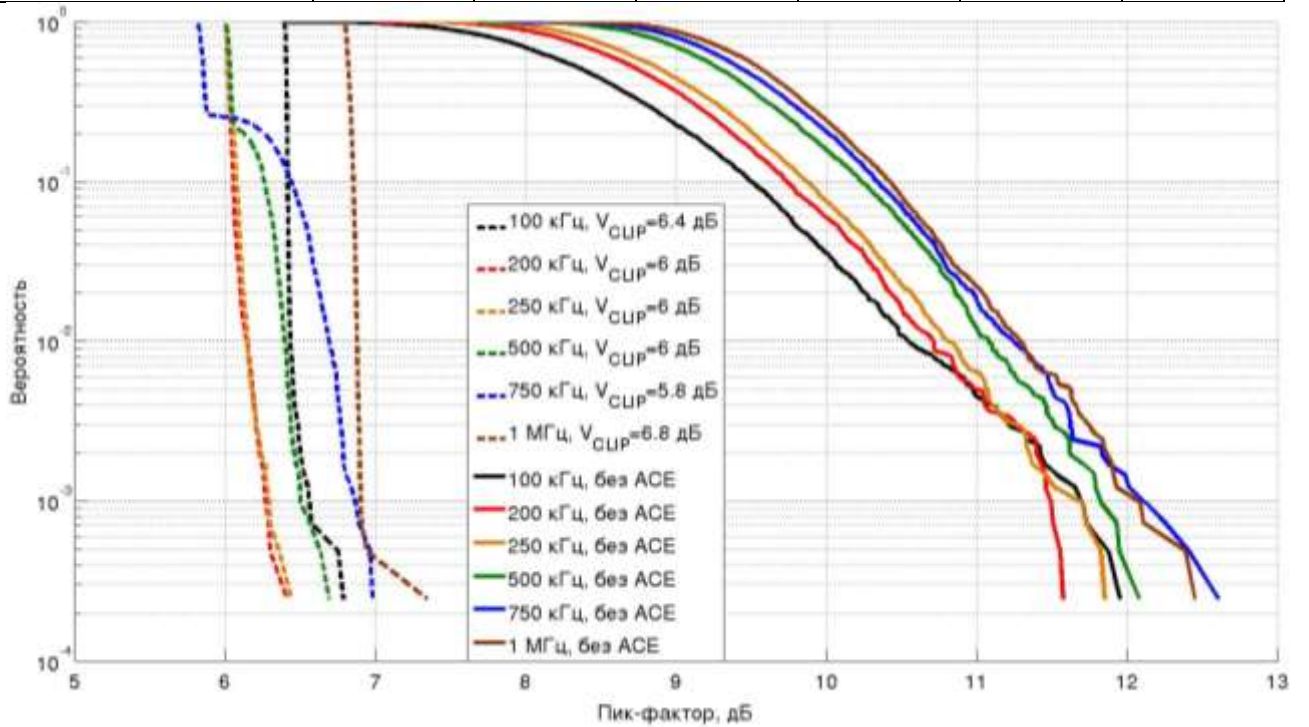


Рисунок 2.29 – CCDF при  $R_{max}=2$  и модуляции QPSK до и после ACE

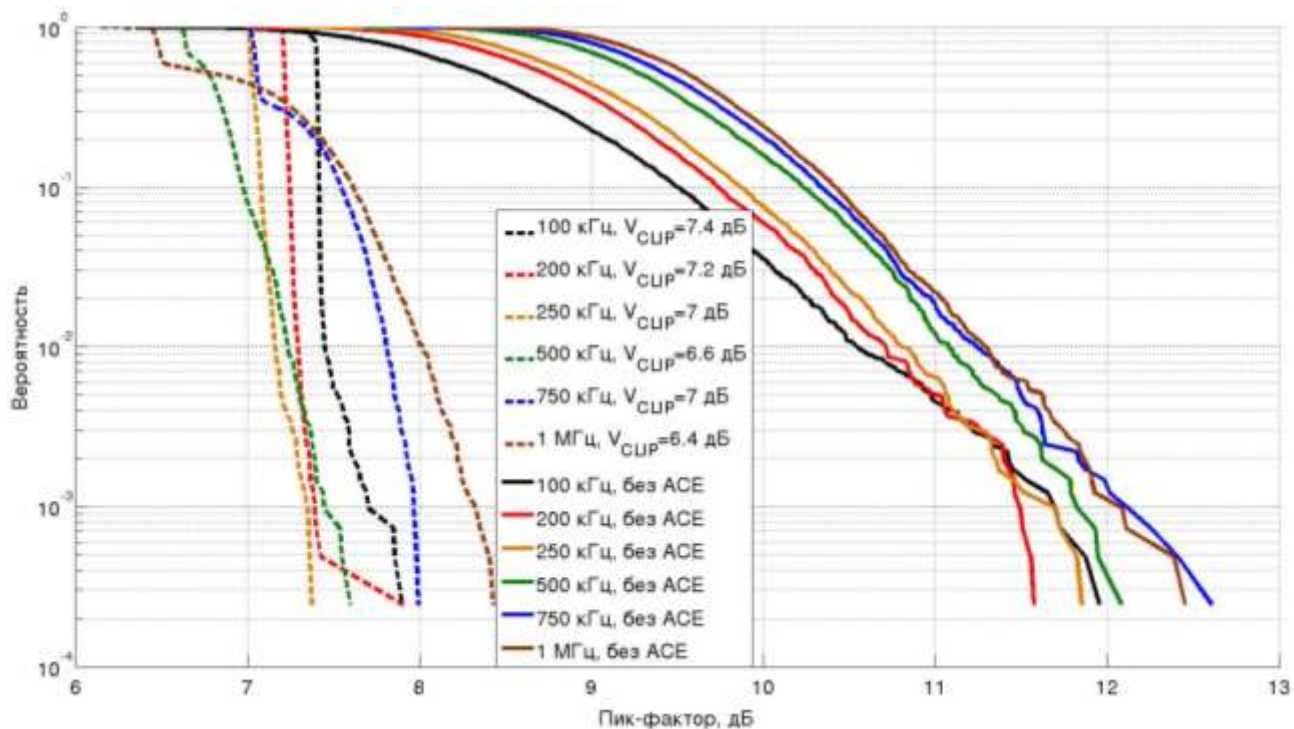


Рисунок 2.30 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=2$  и модуляции 16QAM до и после ACE

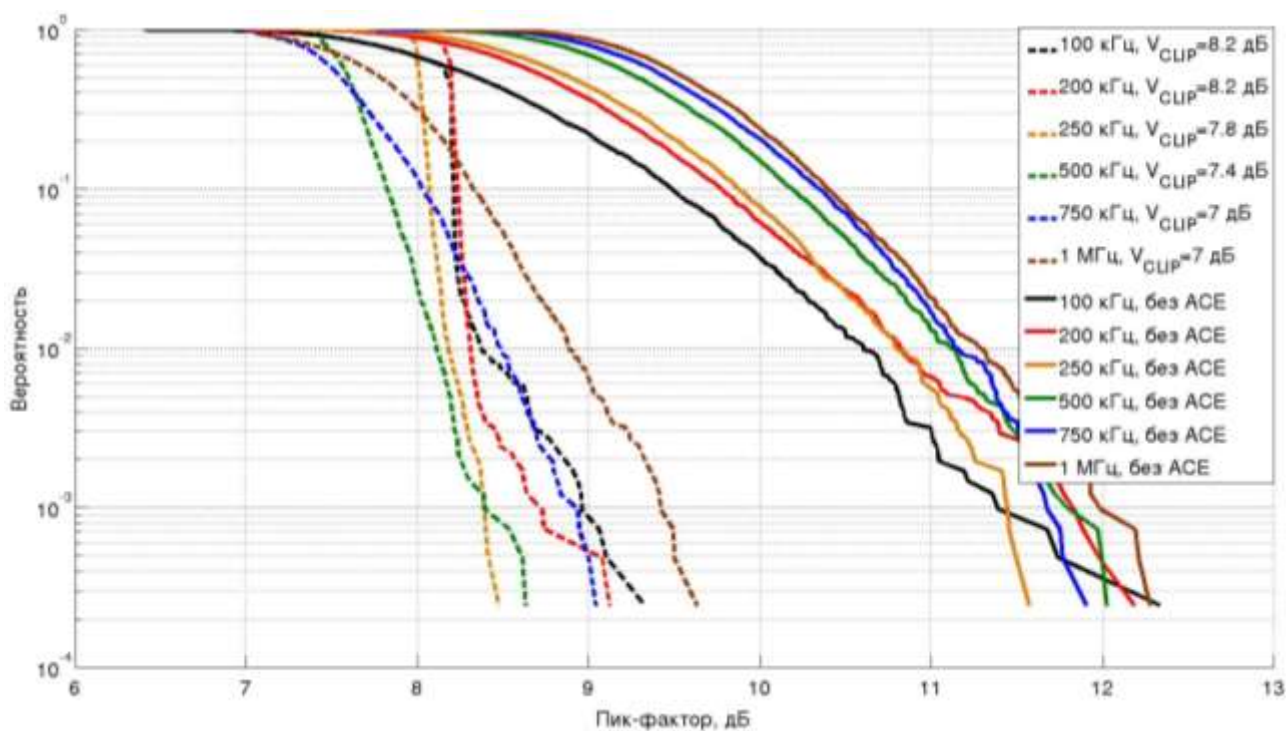


Рисунок 2.31 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при  $R_{max}=2$  и модуляции 64QAM до и после ACE

## 2.6 Выводы по главе 2

Сформулирована основная проблема цифровых систем передачи данных, основанных на ортогональном частотном мультиплексировании – проблема пик-фактора. Рассмотрены статистические характеристики OFDM-сигнала с точки зрения пик-фактора.

Приведены максимально возможные значения пик-фактора для сигнала с различным количеством поднесущих. Обоснована необходимость передискретизации сигнала при оценке пик-фактора и работе с различными алгоритмами снижения пик-фактора. Произведен сравнительный обзор различных методов снижения пик-фактора с точки зрения их качественных свойств.

Рассмотрен метод селективных отображений (SLM). Результаты проведенного моделирования на сигнале системы РАВИС показывают низкую эффективность данного алгоритма для сигнала с большим числом несущих, в то время как при узкой полосе данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор. Так, пик-фактор в самом широком канале превышает пик-фактор в самом узком канале на 1,5-1,6 дБ в зависимости от количества отображений. Применение метода селективного отображения позволяет снизить пик-фактор с  $\gamma=0,999$  не менее чем на 4,1, 3,6, 3,4, 2,9, 2,7, 2,5 дБ для каналов 100, 200, 250, 500, 750, 1000 кГц соответственно.

Рассмотрен метод резервирования тона (TR). Проведенное моделирование показывает, что при широкой полосе сигнала данный метод позволяет эффективно снижать пик-фактор. Однако существенным недостатком данного метода является малая эффективность для сигнала с малым числом несущих (и, как следствие, малым числом резервированных несущих). Показано, что при 2,5 процентах резервированных несущих значение пик-фактора составляет приблизительно 9,2, 8,8, 8,4, 8,1, 7,9, 7,8 дБ для каналов 100, 200, 250, 500, 750, 1000 кГц соответственно. При 5 процентах резервированных несущих значение пик-фактора составляет приблизительно 8,1, 7,5, 7,3, 7,2, 7,3, 7,3 дБ для каналов 100, 200, 250, 500, 750, 1000 кГц соответственно.

Рассмотрен метод активного расширения созвездия (ACE). На рисунках 2.23-2.31 приведены комплементарные интегральные функции распределения пик-фактора до и после применения коррекции пик-фактора методом активного расширения созвездия при различных видах модуляции. Показано, что метод активного расширения созвездия имеет различную эффективность при различных сигнальных созвездиях и имеет малую эффективность при созвездиях высоких порядков. Так, при  $R_{max}=2$  значение пик-фактора для каналов 100, 200, 250, 500, 750, 1000 кГц составляет приблизительно 6,5, 6,2, 6,2, 6,5, 6,8, 6,9 дБ при модуляции QPSK, 7,7, 7,3, 7,3, 7,4, 7,9, 8,3 дБ при модуляции 16QAM, и 8,9, 8,7, 8,3, 8,3, 8,9, 9,4 дБ при модуляции 64QAM.

## ГЛАВА 3. СНИЖЕНИЕ ПИК-ФАКТОРА В СИСТЕМЕ РАВИС

### 3.1 Сравнение эффективности различных методов снижения пик-фактора

В таблице 3.1 приведены результаты моделирования рассмотренных в предыдущей главе способов снижения пик-фактора, примененных в передающей части системы РАВИС.

Таблица 3.1 – Сводная таблица результатов моделирования различных способов снижения пик-фактора применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц |          | 100                              | 200        | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|----------------------------|----------|----------------------------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| Тип созвездия              | Метод    | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |            |            |            |            |            |
| QPSK                       | TR 2,5%  | 9,1                              | 8,5        | 8,3        | 8,1        | 7,8        | 7,8        |
|                            | TR 5%    | 8,1                              | 7,5        | 7,2        | 7,2        | 7,2        | 7,3        |
|                            | ACE      | <b>6,5</b>                       | <b>6,2</b> | <b>6,2</b> | <b>6,5</b> | <b>6,8</b> | <b>6,9</b> |
|                            | SLM 64   | 7,4                              | 7,9        | 8,1        | 8,5        | 8,8        | 8,9        |
|                            | SLM 128  | 7,2                              | 7,7        | 7,9        | 8,4        | 8,6        | 8,7        |
|                            | SLM 256  | 7,0                              | 7,6        | 7,8        | 8,2        | 8,5        | 8,6        |
|                            | SLM 512  | 7,0                              | 7,5        | 7,6        | 8,1        | 8,4        | 8,5        |
|                            | SLM 1024 | 6,8                              | 7,3        | 7,5        | 8,0        | 8,3        | 8,4        |
| 16QAM                      | TR 2,5%  | 9,2                              | 8,8        | 8,4        | 7,9        | 7,9        | 7,7        |
|                            | TR 5%    | 7,9                              | 7,5        | <b>7,3</b> | <b>7,2</b> | <b>7,3</b> | <b>7,3</b> |
|                            | ACE      | 7,7                              | 7,3        | 7,3        | 7,4        | 7,9        | 8,3        |
|                            | SLM 64   | 7,4                              | 8,0        | 8,1        | 8,6        | 8,7        | 8,9        |
|                            | SLM 128  | 7,2                              | 7,7        | 7,9        | 8,3        | 8,6        | 8,7        |
|                            | SLM 256  | 7,1                              | 7,6        | 7,8        | 8,2        | 8,5        | 8,6        |
|                            | SLM 512  | 7,1                              | 7,5        | 7,6        | 8,1        | 8,3        | 8,5        |
|                            | SLM 1024 | <b>6,8</b>                       | <b>7,3</b> | 7,5        | 8,0        | 8,3        | 8,4        |
| 64QAM                      | TR 2,5%  | 9,1                              | 8,7        | 8,2        | 7,9        | 7,9        | 7,7        |
|                            | TR 5%    | 7,9                              | 7,4        | <b>7,2</b> | <b>7,2</b> | <b>7,3</b> | <b>7,3</b> |
|                            | ACE      | 8,9                              | 8,7        | 8,3        | 8,3        | 8,9        | 9,4        |
|                            | SLM 64   | 7,4                              | 7,9        | 8,1        | 8,6        | 8,7        | 8,9        |
|                            | SLM 128  | 7,2                              | 7,7        | 7,9        | 8,3        | 8,6        | 8,7        |
|                            | SLM 256  | 7,0                              | 7,6        | 7,8        | 8,2        | 8,5        | 8,6        |
|                            | SLM 512  | 7,0                              | 7,5        | 7,6        | 8,1        | 8,3        | 8,5        |
|                            | SLM 1024 | <b>6,8</b>                       | <b>7,3</b> | 7,5        | 8,0        | 8,3        | 8,4        |

Результаты моделирования показывают, что наилучшие результаты при ширине полосы сигнала от 250 до 1000 кГц показывает метод резервирования тона (кроме модуляции QPSK, при которой метод активного расширения созвездия дает пик-фактор на 0,3-1,5 дБ ниже). При ширине полосы сигнала от 100 до 200 кГц наилучшие результаты дает метод селективного отображения (кроме модуляции QPSK, при которой метод активного расширения созвездия дает пик-фактор на 0,3 и 1,1 дБ ниже).

### 3.2 Двухступенчатый метод снижения пик-фактора для РАВИС

На основании сравнения эффективности различных методов снижения пик-фактора была сформулирован двухступенчатый метод снижения пик-фактора, предложенный автором для системы РАВИС в [71]. Схема метода приведена на рисунке 3.1.

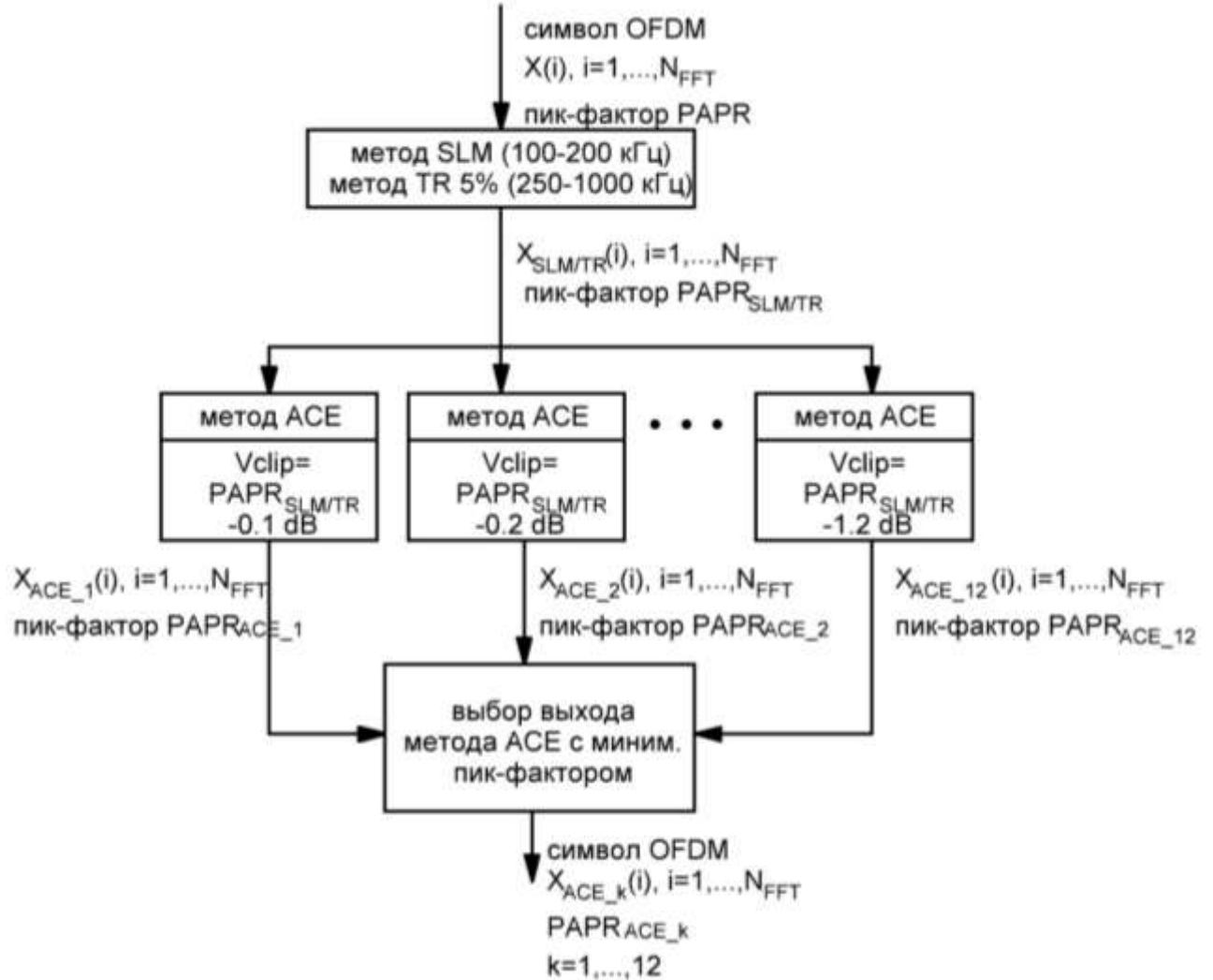


Рисунок 3.1 – Двухступенчатый метод снижения пик-фактора

Из рисунка 3.1 видно, что метод подразумевает, что на первом этапе снижения пик-фактора к исходному символу должны применяться методы SLM с 1024 отображениями (при ширине полосы сигнала 100-200 кГц) или TR 5% (при ширине полосы сигнала 250-1000 кГц). В отличие от метода активного расширения созвездия, такой подход позволит обеспечить низкий пик-фактор при любом виде модуляции. Когда используется 5% резервированных несущих, требуется 11 несущих при ширине канала 100 кГц и 22 – при ширине канала 200 кГц. В свою очередь, для передачи информации о том какой из 1024 способ отображения был применен в том или ином символе, потребуется передать 10 бит, т.е. достаточно 10 несущих, если использовать модуляцию BSPK, или 5 несущих, если использовать модуляцию QPSK. Однако, для обеспечения надежной передачи этих данных

(потеря их означает потерю целого символа) целесообразно передавать из закодированными со скоростью кода  $\frac{1}{2}$ , что потребует 15 или 8 несущих соответственно. Таким образом, использование SLM может быть не только более эффективным с точки зрения обеспечения низкого пик-фактора, но и с точки зрения экономии частотного ресурса, что особенно ценно в условиях узкого канала.

На втором этапе двухступенчатого метода снижения пик-фактора предлагается использовать модифицированный метод активного расширения созвездия, описание которого изложено в следующем подразделе.

### 3.3 Модифицированный метод активного расширения созвездия

Предложенный автором в [71] модифицированный метод активного расширения созвездия заключается в том, что вместо того, чтобы искать оптимальное значение  $V_{CLIP}$ , запускать для каждого символа итеративный процесс параллельно с различными уровнями  $V_{CLIP}$  (как указано на рисунке 3.1), выбирая по окончании итеративных процессов результаты процесса с наименьшим пик-фактором.

На рисунках 3.2-3.4 показаны результаты моделирования работы классического (кривые обозначены черным цветом, красным цветом – кривая, дающая наименьший пик-фактор с уровнем доверия 0,999) и модифицированного метода (кривая обозначенная красной штриховой линией) для сигнала РАВИС при его ширине полосы 100 кГц.

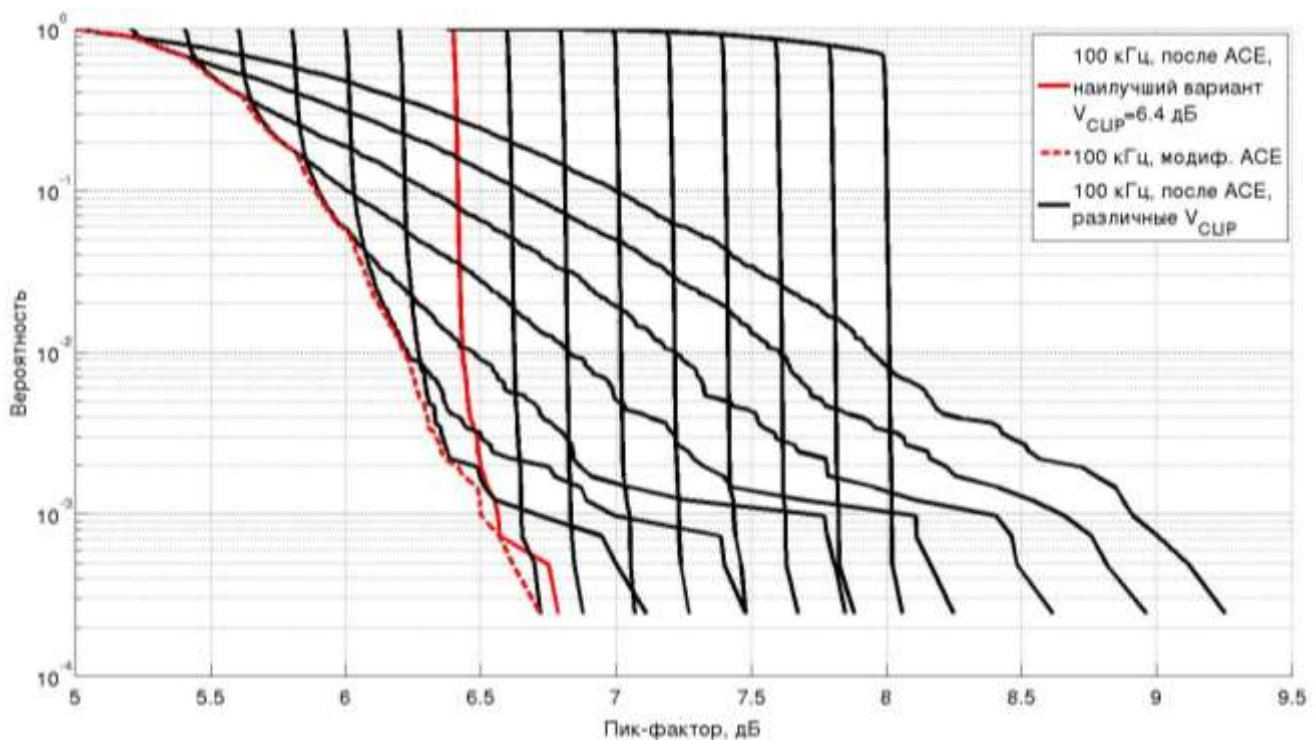


Рисунок 3.2 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при полосе сигнала 100 кГц, модуляции QPSK после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

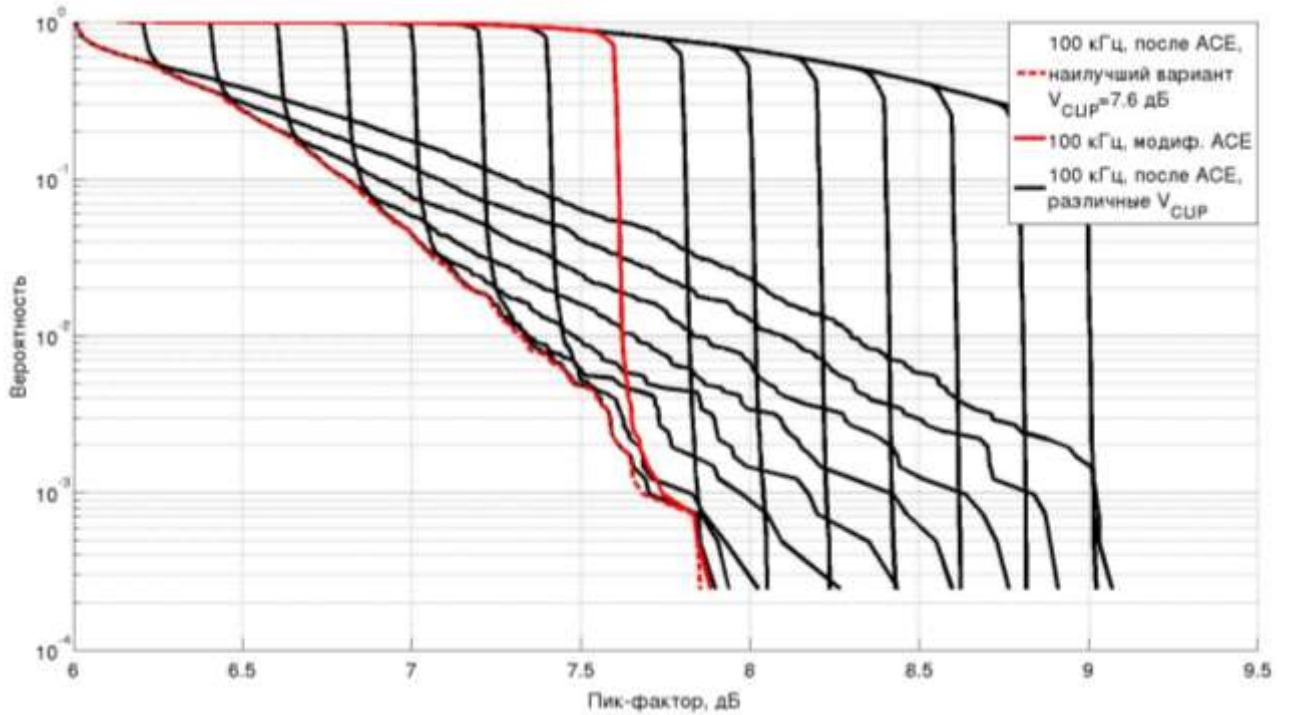


Рисунок 3.3 – Комплементарная интегральная функция распределения (*CCDF*) при полосе сигнала 100 кГц, модуляции 16QAM после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

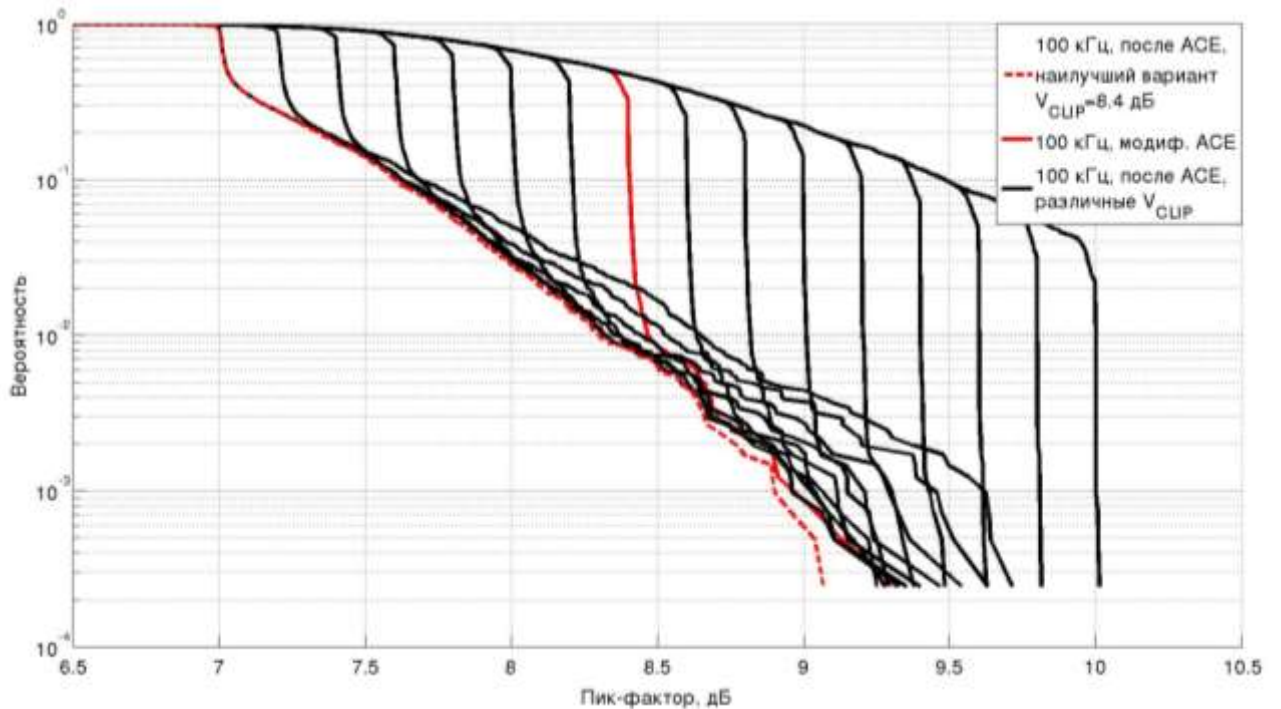


Рисунок 3.4 – Комплементарная интегральная функция распределения (*CCDF*) при полосе сигнала 100 кГц, модуляции 64QAM после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

Из рисунков видно, что при узкой полосе метод не обеспечивает снижения пик-фактора с уровнем доверия 0,999, однако позволяет обеспечить существенно (на 1,5 дБ ниже) лучшие результаты при более низких уровнях доверия.

Результаты моделирования при полосе сигнала 200 и 250 кГц показывают схожие результаты. Однако при дальнейшем увеличении полосы сигнала до 750 кГц (см. рисунок 3.5) и до 1 МГц (рисунок 3.6-3.8) эффективность метода существенно возрастает, и он уже обеспечивает выигрыш от 0,5 дБ до 0,7 дБ относительно классического метода.

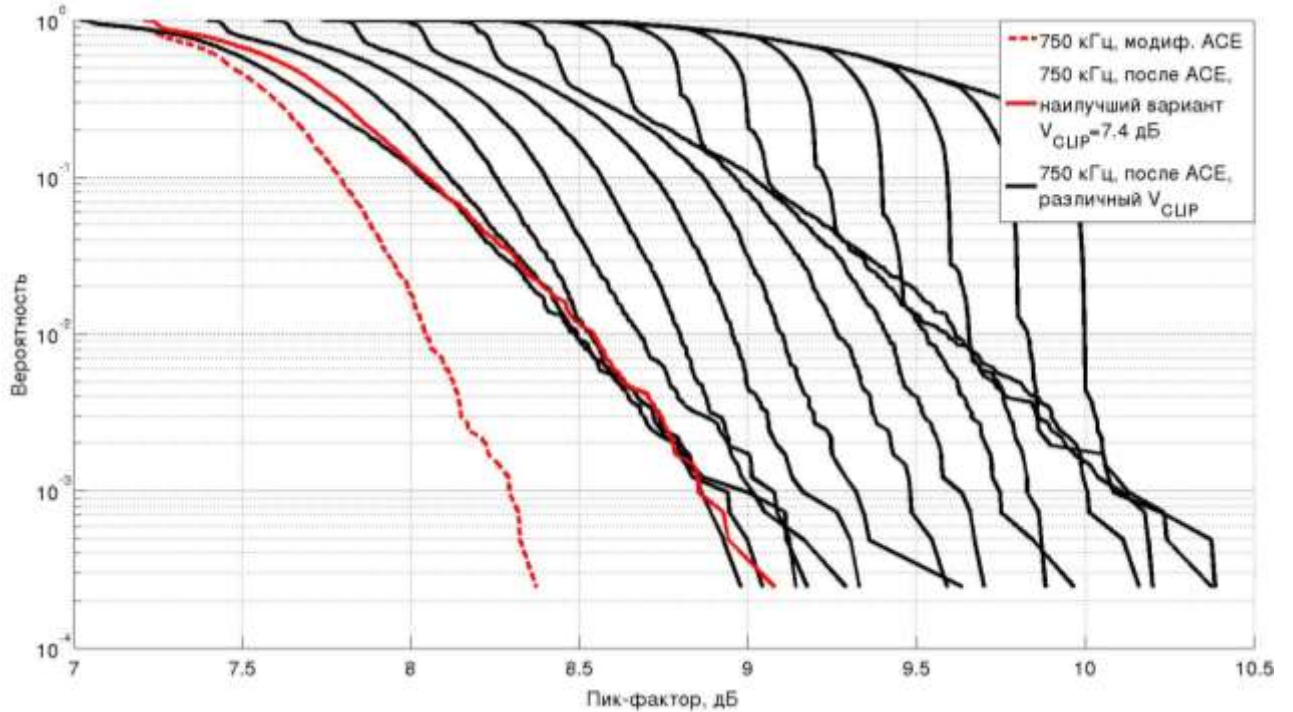


Рисунок 3.5 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при полосе сигнала 750 кГц, модуляции 64QAM после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

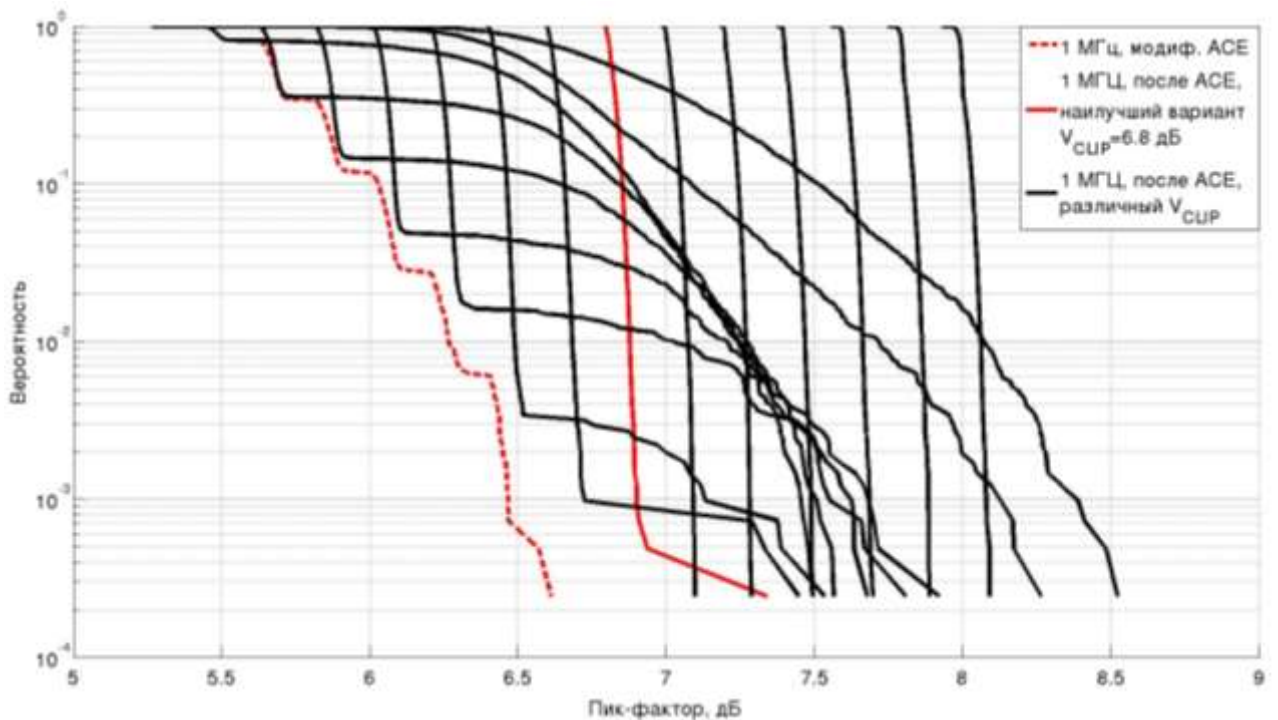


Рисунок 3.6 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при полосе сигнала 1 МГц, модуляции QPSK после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )



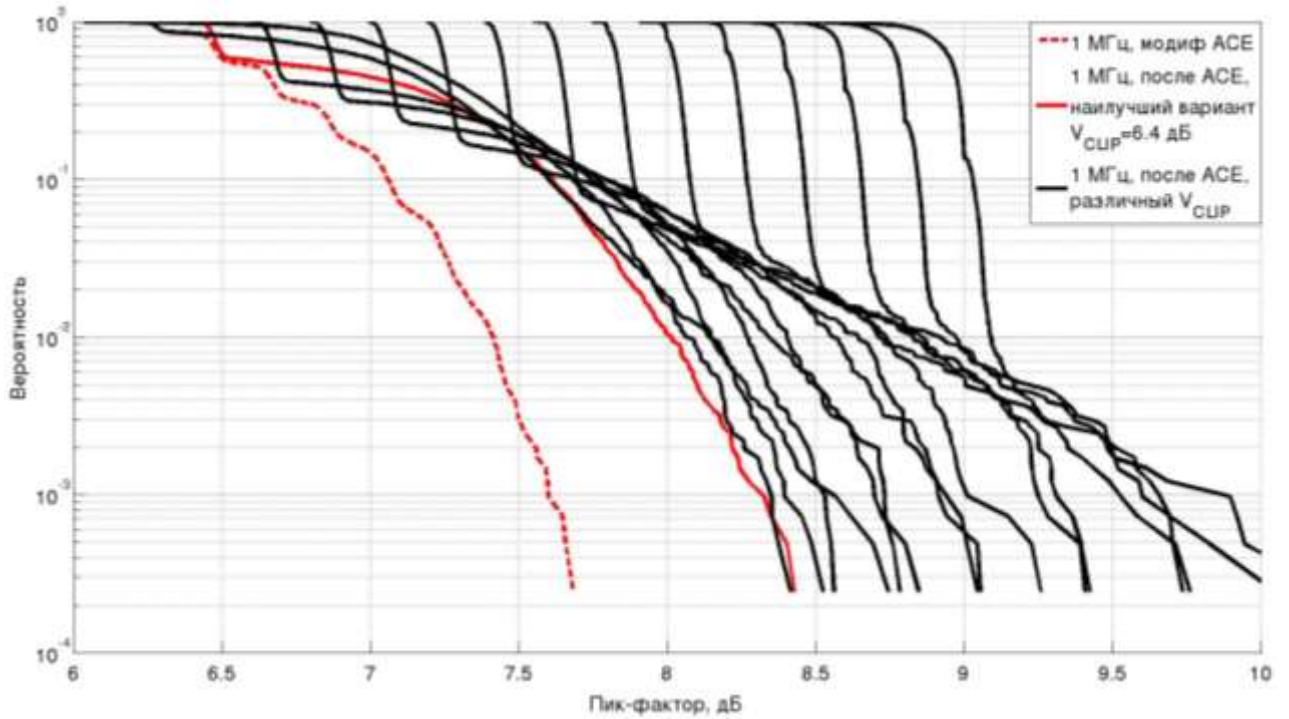


Рисунок 3.7 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при полосе сигнала 1 МГц, модуляции 16QAM после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

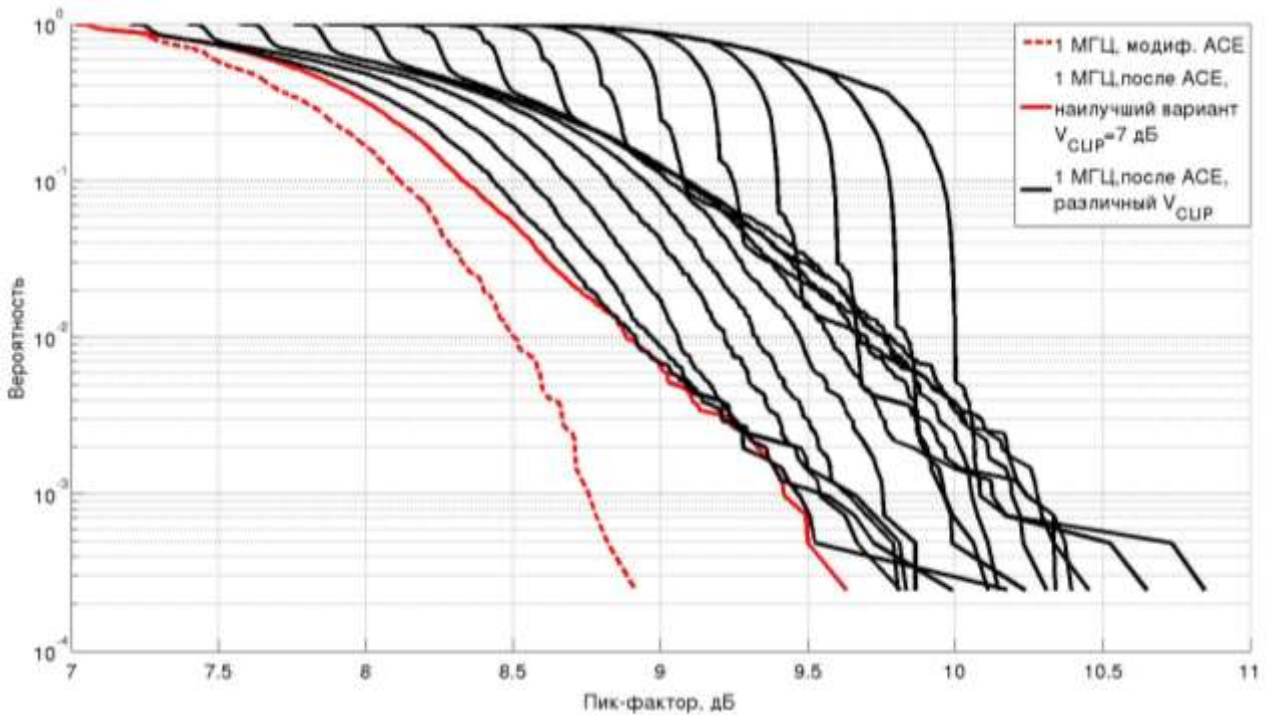


Рисунок 3.8 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) при полосе сигнала 1 МГц, модуляции 64QAM после ACE и модифицированного ACE ( $R_{max}=2$ )

Данные, приведенные в таблице 3.2, показывают, что модифицированный метод целесообразно применять при широкой полосе сигнала (а значит, и количестве поднесущих). Выигрыш от применения модифицированного метода не превышает 0,1 дБ

при ширине канала 250 кГц и меньше, при 500 кГц составляет от 0,2 до 0,3 дБ, при 750 кГц – от 0,4 до 0,6 дБ, при 1 МГц – от 0,5 до 0,8 дБ. Модифицированный метод дает все еще достаточно плохие результаты с точки зрения абсолютных значений пик-фактора, поэтому его целесообразно применять в качестве вспомогательного метода согласно предложенному для РАВИС методу снижения пик-фактора.

Таблица 3.2 – Результаты моделирования алгоритма классического и модифицированного метода ACE при  $R_{max}=2$  применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц |              | 100                              | 200          | 250 | 500 | 750 | 1000 |
|----------------------------|--------------|----------------------------------|--------------|-----|-----|-----|------|
| Тип созвездия              | Метод ACE    | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |              |     |     |     |      |
|                            |              | QPSK                             | классический | 6,5 | 6,2 | 6,2 | 6,5  |
| модифицир.                 | 6,5          |                                  | 6,2          | 6,2 | 6,2 | 6,4 | 6,4  |
| выигрыш                    | 0,0          |                                  | 0,0          | 0,0 | 0,3 | 0,4 | 0,5  |
| 16QAM                      | классический | 7,7                              | 7,3          | 7,3 | 7,4 | 7,9 | 8,3  |
|                            | модифицир.   | 7,7                              | 7,3          | 7,3 | 7,2 | 7,4 | 7,5  |
|                            | выигрыш      | 0,0                              | 0,0          | 0,0 | 0,2 | 0,5 | 0,8  |
| 64QAM                      | классический | 8,9                              | 8,7          | 8,3 | 8,3 | 8,9 | 9,4  |
|                            | модифицир.   | 8,8                              | 8,7          | 8,3 | 8,2 | 8,3 | 8,7  |
|                            | выигрыш      | 0,1                              | 0,0          | 0,0 | 0,1 | 0,6 | 0,7  |

На рисунке 3.9 приведены *CCDF* ODFM-сигнала после последовательного применения метода TR и модифицированного метода ACE. Модифицированный метод позволяет улучшить результаты классического метода на 0,3-0,5 дБ в зависимости от режима.

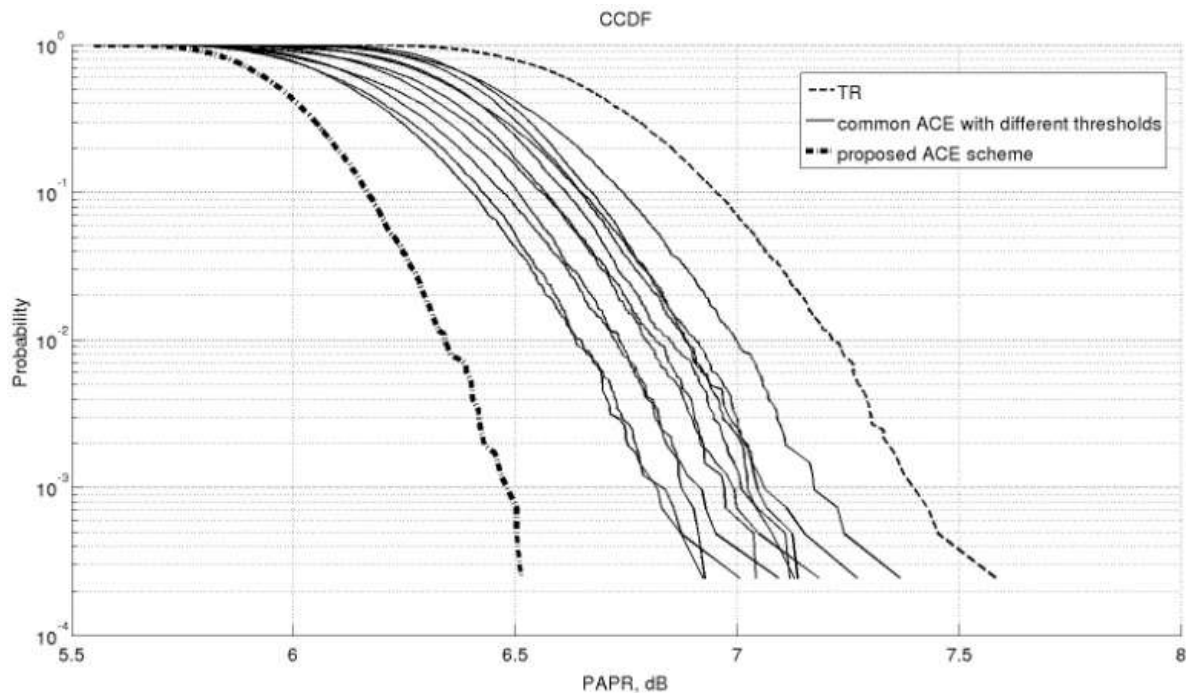


Рисунок 3.9 – Комплементарная интегральная функция распределения (*CCDF*) при полосе сигнала 1 МГц, модуляции 64QAM после ACE и модифицированного ACE, примененных после TR ( $R_{max}=2$ )

### 3.4 Модифицированный метод резервирования тона

В [65] были изложены основные положения и характеристики системы эфирного вещания РАВИС второго поколения. Одной из особенностей этой системы является наличие режимов передачи с 215, 439, 553, 1115, 1677, 2239 несущими. Таким образом, возникает необходимость обеспечить низкий пик-фактор OFDM-сигнала как при сравнительно большом числе несущих, так и при малом. В то же время широко применяемые методы резервирования тона и активного расширения созвездия малоэффективны при малом числе несущих, как было показано в предыдущей главе.

Предлагаемый автором в [75] метод снижения пик-фактора представляет собой модифицированный алгоритм резервирования тона, позволяющий увеличить его эффективность в режимах, когда задействовано малое количество несущих. Это очень важно для таких систем, как РАВИС и DRM [21]. Суть его заключается в том, что для повышения эффективности алгоритма резервирования тона вводятся дополнительные резервные тона вне полосы сигнала.

На рисунках 3.10-3.15 приведена спектральная плотность сигнала РАВИС [84] до применения алгоритма TR и маска огибающей внеполосных радиоколечаний в соответствии с [64] при различной ширине полосы сигнала. Значения спектральной плотности, превышающие уровень 0 дБ, соответствуют пилотным несущим в спектре, значения ниже 0 дБ соответствуют несущим, зарезервированным для TR.

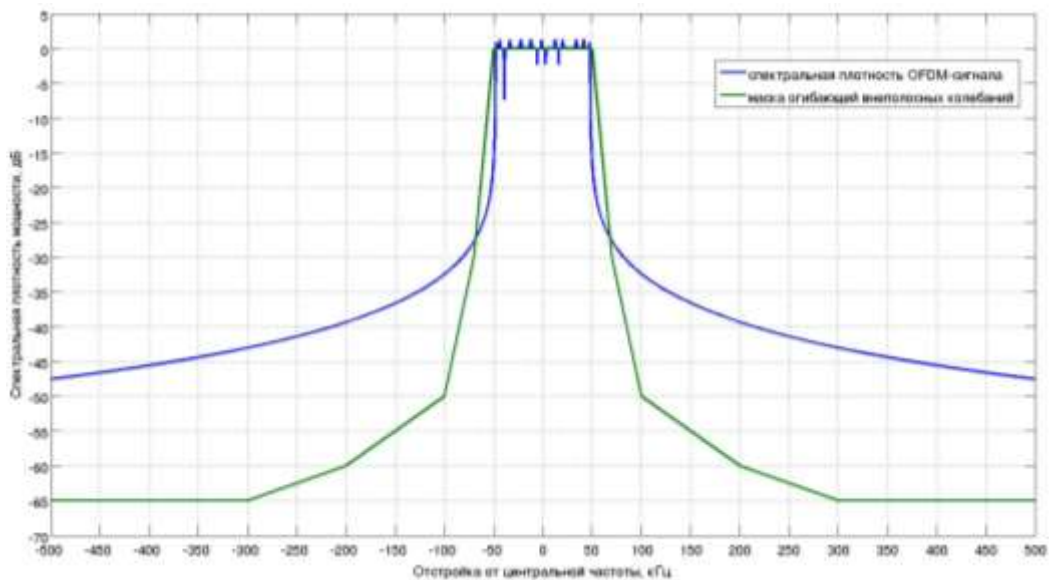


Рисунок 3.10 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 100 кГц)

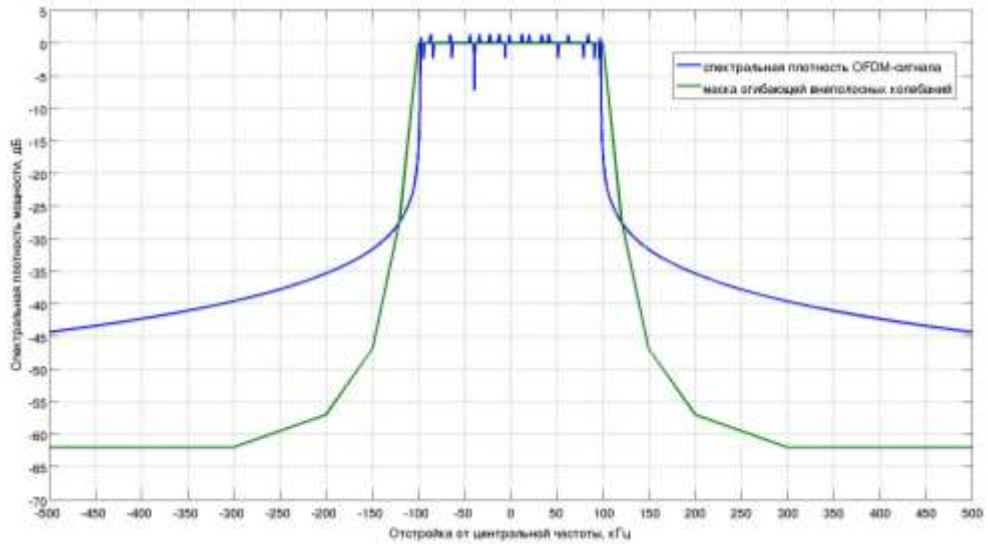


Рисунок 3.11 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 200 кГц)

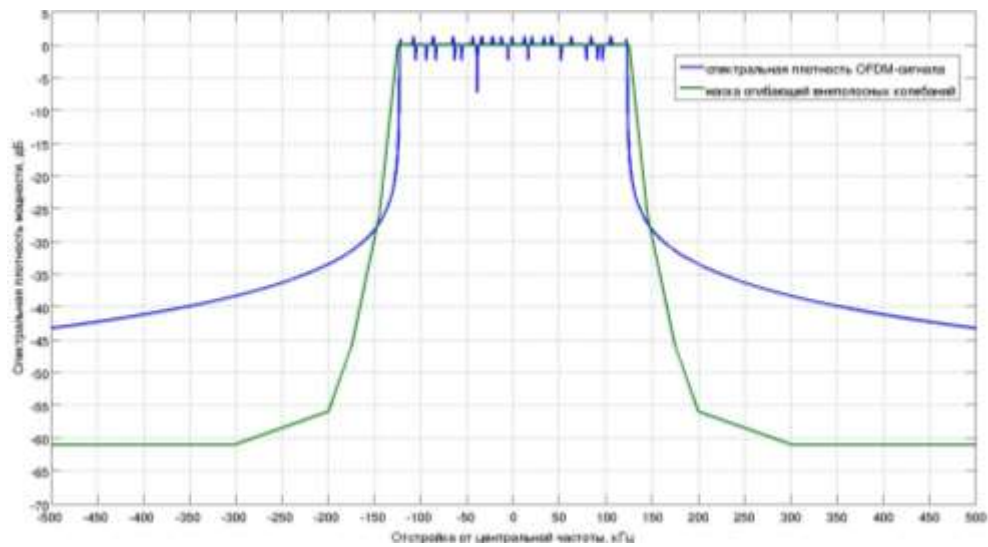


Рисунок 3.12 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 250 кГц)

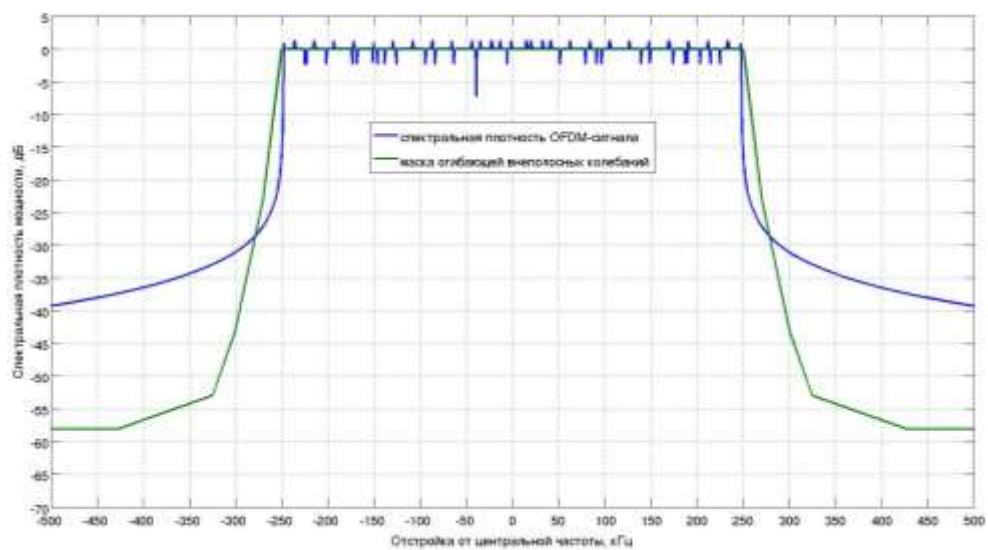


Рисунок 3.13 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 500 кГц)

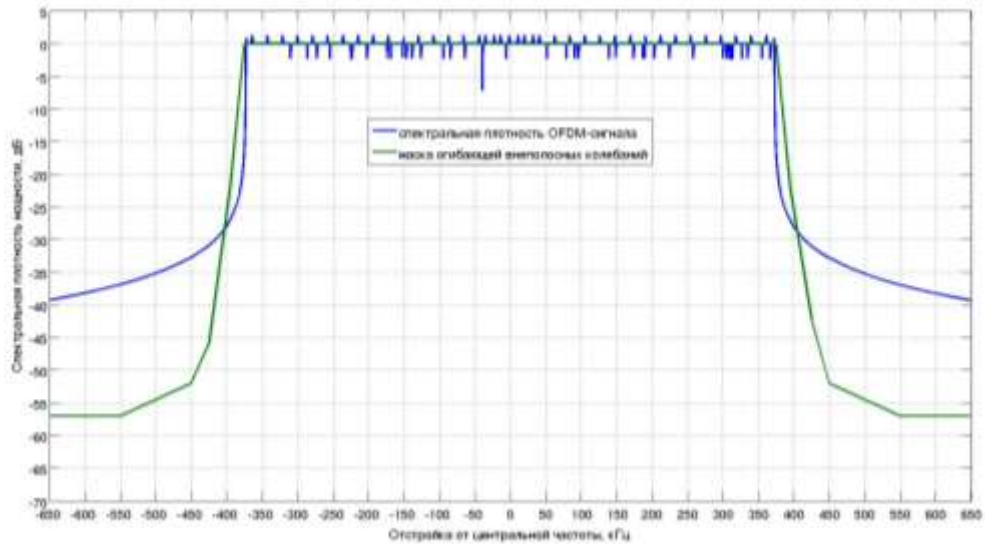


Рисунок 3.14 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 750 кГц)

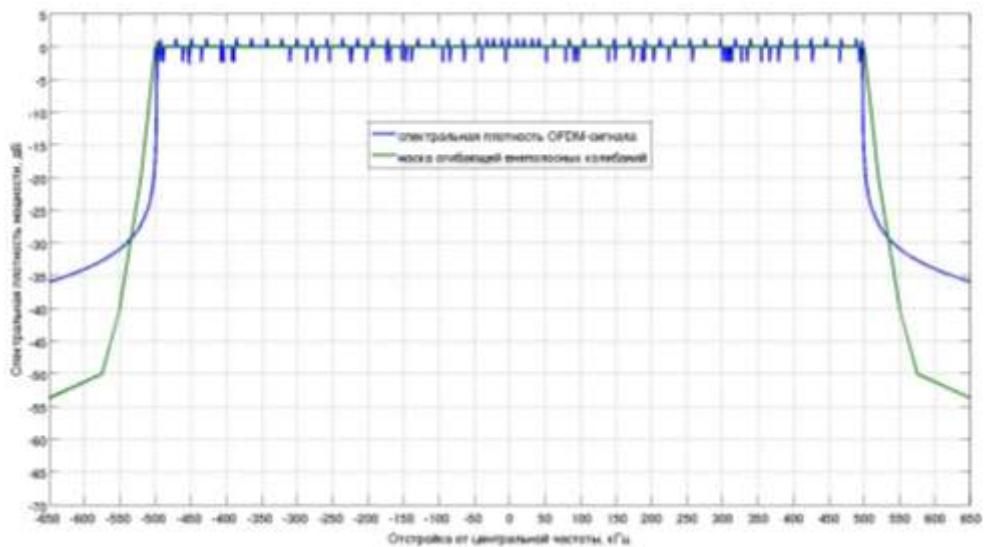


Рисунок 3.15 – Спектральная плотность OFDM-сигнала и маска огибающей внеполосных излучений (полоса сигнала 1 МГц)

Требования, предъявляемые к маске огибающей внеполосных радиокосебаний [64] при отстройке от центральной частоты спектра  $f_0$  приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Маски огибающей внеполосных излучений для системы РАВИС

|                   |                |               |               |               |               |               |               |
|-------------------|----------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| Полоса<br>100 кГц | Частота, кГц   | $f_0 \pm 50$  | $f_0 \pm 70$  | $f_0 \pm 100$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -30           | -50           | -60           | -65           | -65           |
| Полоса<br>200 кГц | Частота, кГц   | $f_0 \pm 100$ | $f_0 \pm 120$ | $f_0 \pm 150$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -27           | -47           | -57           | -62           | -62           |
| Полоса<br>250 кГц | Частота, кГц   | $f_0 \pm 125$ | $f_0 \pm 145$ | $f_0 \pm 175$ | $f_0 \pm 200$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 500$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -26           | -46           | -56           | -61           | -61           |
| Полоса<br>500 кГц | Частота, кГц   | $f_0 \pm 250$ | $f_0 \pm 270$ | $f_0 \pm 300$ | $f_0 \pm 325$ | $f_0 \pm 425$ | $f_0 \pm 525$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -23           | -43           | -53           | -58           | -58           |
| Полоса<br>750 кГц | Частота, кГц   | $f_0 \pm 375$ | $f_0 \pm 395$ | $f_0 \pm 425$ | $f_0 \pm 450$ | $f_0 \pm 550$ | $f_0 \pm 650$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -22           | -42           | -52           | -57           | -57           |
| Полоса<br>1 МГц   | Частота, кГц   | $f_0 \pm 500$ | $f_0 \pm 520$ | $f_0 \pm 550$ | $f_0 \pm 575$ | $f_0 \pm 675$ | $f_0 \pm 700$ |
|                   | Подавление, дБ | 0             | -20           | -40           | -50           | -55           | -55           |

Из рисунков 3.10-3.15 видно, что при отстройке от края полосы сигнала меньше 20 кГц сигнал вписывается в маску с запасом. Это означает, что для алгоритма TR возможно использовать дополнительно до  $\left\lfloor \frac{20 \text{ кГц}}{444.44 \text{ Гц}} \right\rfloor = 45$  несущих по обоим краям полосы сигнала. Следует заметить, что в этом случае максимально допустимые амплитуды на внеполосных TR-несущих будут отличаться для разных внеполосных несущих, и будут иметь значения меньше, чем амплитуды TR-несущих в полосе сигнала.

По результатам анализа зависимостей, приведенных на рисунках 3.10-3.15, был определен допустимый спад амплитуд внеполосных несущих, который составил от 0 дБ для ближайшей к полосе внеполосной поднесущей до -40 дБ для наиболее удаленной внеполосной поднесущей. Число внеполосных несущих с каждой стороны спектра – 35. Значения амплитуд внеполосных несущих  $A_{\text{outband}}(j)$  приведены в таблице 3.4, где  $j = 1, \dots, 35$ .

Таблица 3.4 – Максимальные значения амплитуды внеполосных несущих  $A_{\text{outband}}$

| $A_{\text{outband}}$<br>( $i + k * 7$ ) | i=1    | i=2    | i=3    | i=4    | i=5     | i=6    | i=7     |
|---|--------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|
| k=0                                     | 1      | 0,8733 | 0,7626 | 0,6660 | 0,5817  | 0,5080 | 0,4436  |
| k=1                                     | 0,3874 | 0,3383 | 0,2955 | 0,2580 | 0,2253  | 0,1968 | 0,1719  |
| k=2                                     | 0,1501 | 0,1311 | 0,1145 | 0,1000 | 0,0873  | 0,0762 | 0,0666  |
| k=3                                     | 0,0581 | 0,0508 | 0,0443 | 0,0387 | 0,0338  | 0,0295 | 0,02580 |
| k=4                                     | 0,0225 | 0,0196 | 0,0171 | 0,0150 | 0,01311 | 0,0114 | 0,01    |

На рисунках 3.16-3.17 приведена нормированная амплитуда комплексной огибающей корректирующего сигнала (так называемого ядра) алгоритма TR без применения внеполосных несущих (слева) и с применением внеполосных несущих (справа) для случая, когда несущие TR занимают 2,5 и 5 процентов от общего числа несущих соответственно.

Из рисунков видно, что за счет применения внеполосных несущих уровень боковых лепестков корректирующего сигнала (который в идеальном случае представляет собой единичный импульс) существенно снижается в случае узкого канала (двукратное уменьшение амплитуды) и незначительно улучшается в широком канале (на 15%), что свидетельствует о том, что такое подход позволяет улучшить алгоритм TR.

Блок-схема модифицированного алгоритма TR приведена на рисунке 3.18. На вход алгоритма поступает OFDM-символ в частотной области (в котором во все активные несущие, кроме несущих TR уже записаны необходимые значения) и необходимые

параметры алгоритма TR: индексы несущих TR в полосе сигнала  $ind_{TR\_inband}(i)$ , где  $i = 1, \dots, N_{TR}$ , и их количество  $N_{TR}$ , индексы несущих TR вне полосы сигнала  $ind_{TR\_outband}(i)$ , где  $i = 1, \dots, 70$ , (первые 35 индексов внеполосных несущих соответствуют поднесущим слева от полосы сигнала, остальные – справа) и их количество  $N_{TR}$ , эталонный корректирующий сигнал  $x_{corr\_etal}$ , представляющий собой ОБПФ спектра  $X_{corr\_etal}$ , определяемого как

$$X_{corr\_etal}(i) = \begin{cases} 1, & i \in ind_{TR\_inband} \\ A_{outband}(46 - i), & i \in ind_{TR\_outband}(k), k = 1, \dots, 35 \\ A_{outband}(i - 45), & i \in ind_{TR\_outband}(k), k = 46, \dots, 70 \\ 0, & i \notin ind_{TR\_inband}, i \notin ind_{TR\_outband} \end{cases} \quad (3.1)$$

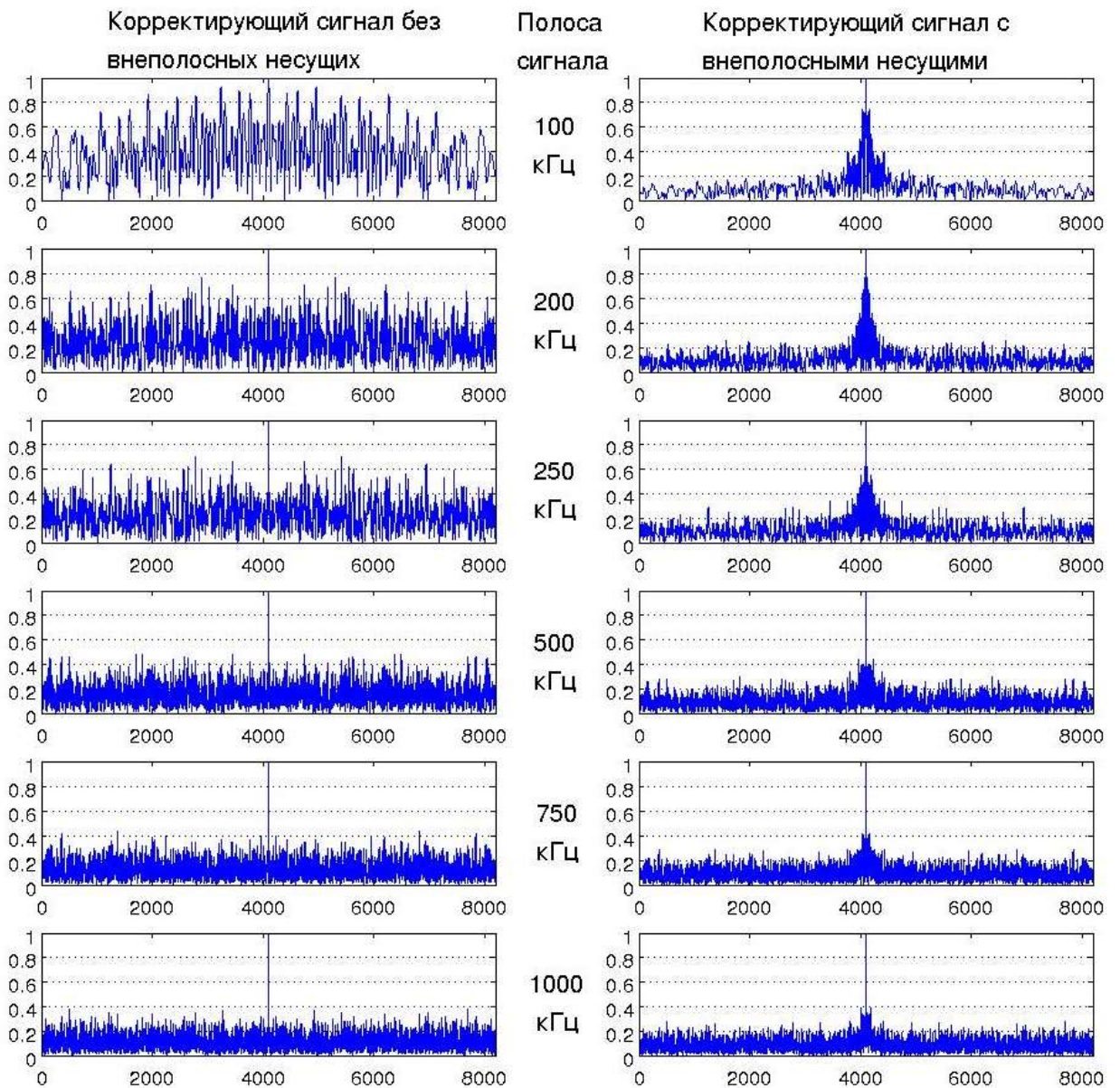


Рисунок 3.16 – Корректирующий сигнал TR 2,5%

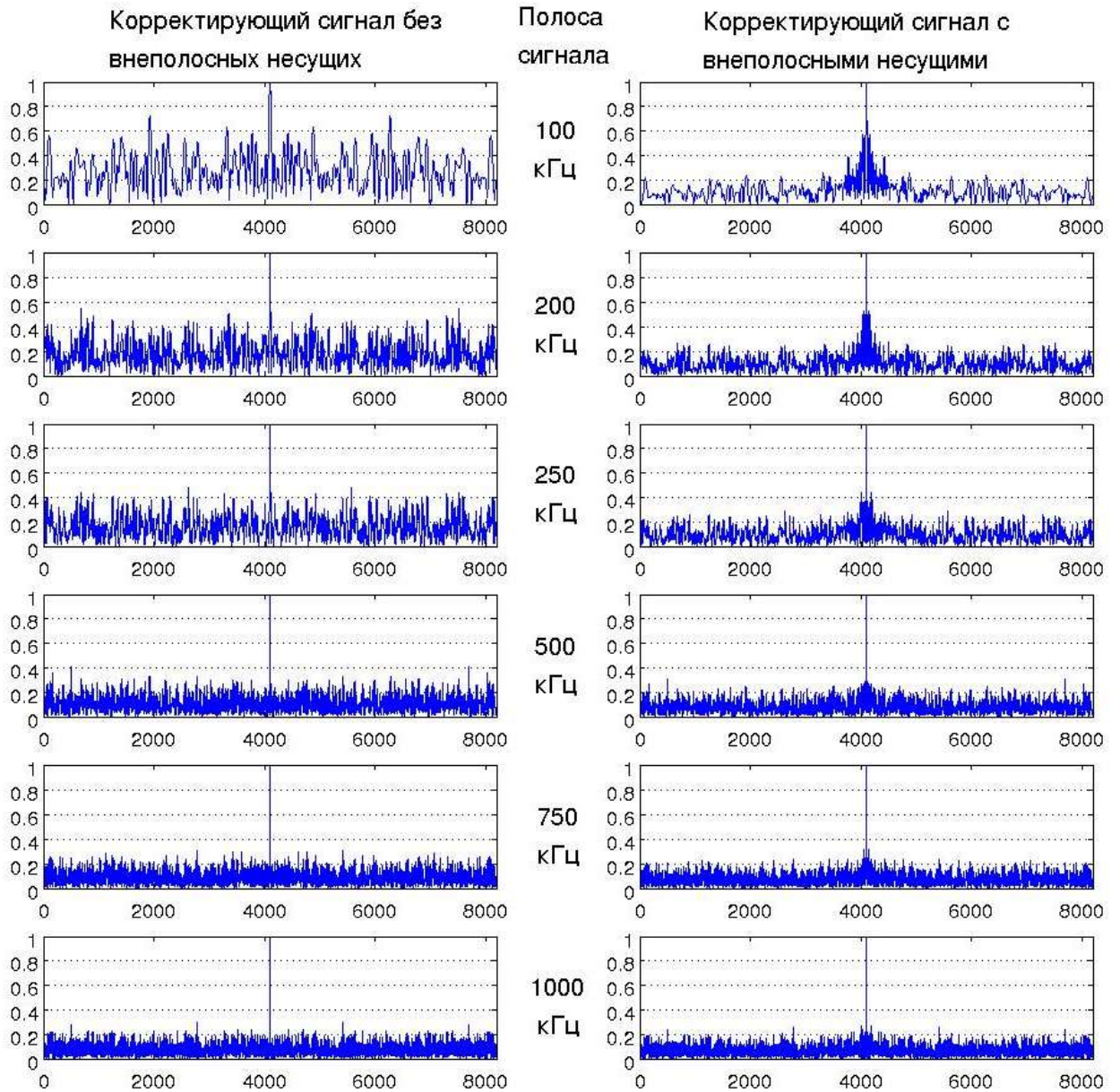


Рисунок 3.17 – Корректирующий сигнал TR 5%

Следует заметить, что эталонный корректирующий сигнал при его использовании нормируется в частотной и временной области коэффициентом  $K_{norm} = \max(|x_{corr}|)$ , чтобы максимальное значение амплитуды во временной области было единичным.

При инициализации алгоритма осуществляется отображение OFDM-символа во временную область и производится расчет предельной энергии символа, при которой итерационный процесс должен быть прекращен:

$$E_{thresh} = E \frac{1.1}{1 - \frac{N_{TR}}{N_A}}, \quad (3.2)$$

где  $E$  – энергия символа до применения алгоритма TR,  $\frac{N_{TR}}{N_A}$  – доля несущих TR в полосе сигнала от общего числа активных несущих. Таким образом, энергия символа после применения модифицированного алгоритма TR не может превышать энергию исходного



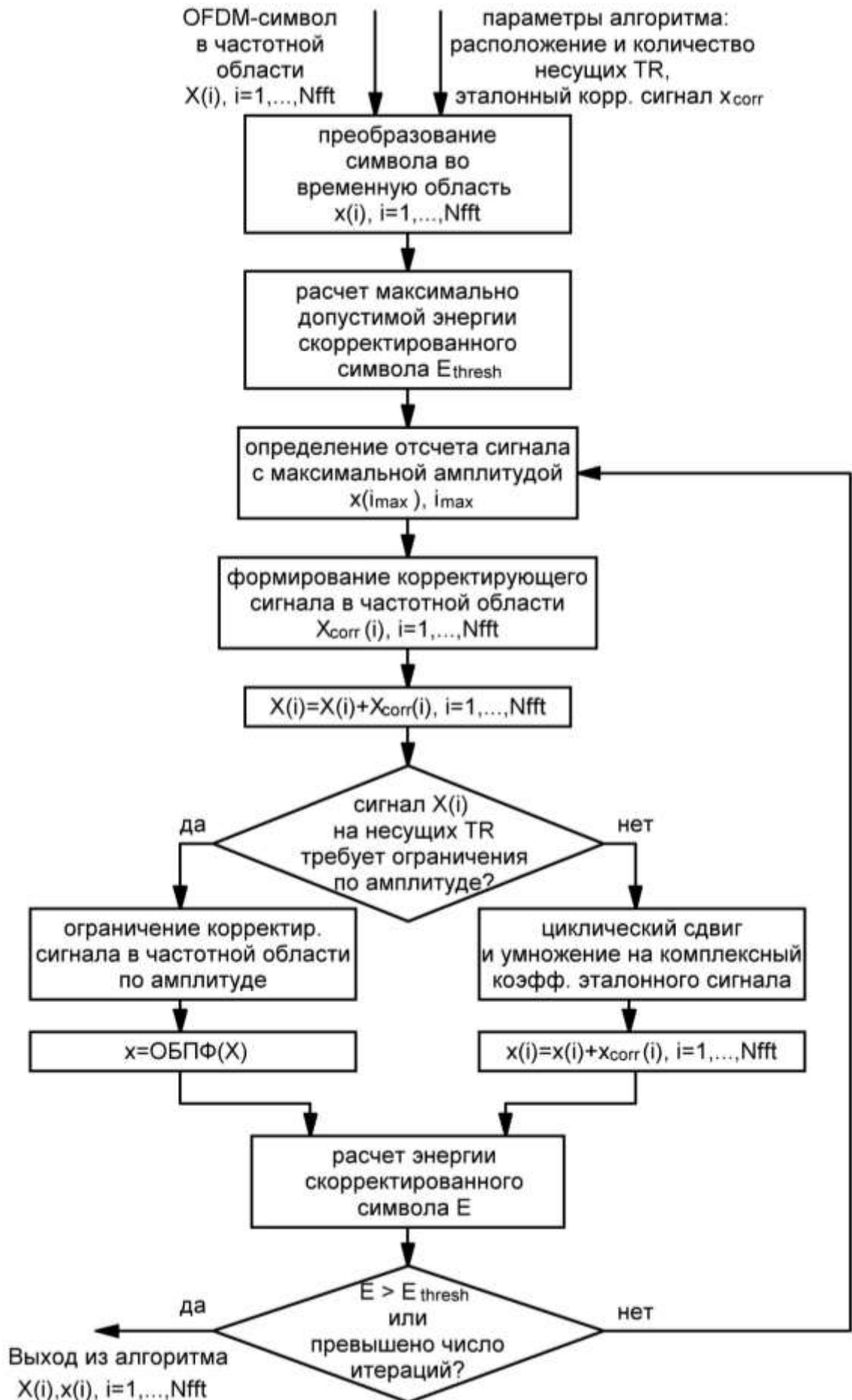


Рисунок 3.18 – Блок-схема модифицированного алгоритма TR

символа (при условии, что несущие TR в полосе сигнала используются как информационные) более, чем на 10%. Фактически, это означает, что реальный пик-фактор символа OFDM после применения TR будет на  $10 \cdot \log_{10}(1,1) = 0,41$  дБ хуже, чем рассчитанный обычным способом из-за того, что энергия символа увеличилась, и, как следствие, ужесточились требования к УМ. Это обстоятельство будет учтено при оценке эффективности работы

Далее начинается итерационный процесс. При каждой итерации осуществляется:

- 1) поиск отчета OFDM-сигнала с максимальной амплитудой. Определяется его индекс  $i_{max}$ ;
- 2) формируется корректирующий сигнал в частотной области. Поскольку корректирующий сигнал во временной области должен иметь максимальное по амплитуде значение на отсчете  $i_{max}$ , воспользуемся свойством дискретного преобразования Фурье о связи сдвига сигнала на  $m$  отсчетов во временной области и его изменением в частотной области:

$$x(n - m) \Leftrightarrow X(k)e^{-j2\pi\frac{km}{N}}.$$

С учетом этого свойства корректирующий сигнал в частотной области запишем как

$$X_{corr}(k) = \begin{cases} -\frac{K_{iter}}{K_{norm}} \cdot \arg(x(i_{max})) \cdot \exp\left[-j2\pi\frac{(k-1)(i_{max}-1)}{N_{FFT}}\right], & k \in ind_{TR\_inband} \\ -\frac{K_{iter}}{K_{norm}} \cdot A_{outband}(k) \cdot \arg(x(i_{max})) \cdot \exp\left[-j2\pi\frac{(k-1)(i_{max}-1)}{N_{FFT}}\right], & k \in ind_{TR\_outband}; \\ 0, & k \notin ind_{TR\_inband}, k \notin ind_{TR\_outband} \end{cases} \quad (3.3)$$

- 3) Осуществляется суммирование  $X(k) = X(k) + X_{corr}(k), k = 1, \dots, N_{FFT}$ ;
- 4) Если на несущих TR в пределах полосы сигнала  $X$  амплитуда превышает 3 максимальных по сигнальному созвездию амплитуды, осуществляется ограничение амплитуды до этого уровня, фаза не изменяется. Если на внеполосных несущих TR сигнала  $X$  амплитуда превышает значение  $A_{outband}$ , осуществляется ограничение амплитуды до уровня  $A_{outband}$ , фаза не изменяется;
- 5) Если хотя бы в одной предшествующей итерации было осуществлено ограничение, то использовать эталонный корректирующий сигнал нельзя, поэтому преобразование символа во временную область осуществляется посредством ОБПФ вектора  $X$ ;
- 6) Если ограничение не осуществлялось, то сигнал переводится во временную область следующим образом:

$$X_{corr}(k) = \begin{cases} x(k) = x(k) - \frac{K_{iter}}{K_{norm}} \cdot \arg(x(i_{max})) \cdot \check{x}_{corr\_etal}(k), & k = 1, \dots, N_{FFT} \end{cases} \quad (3.4)$$

где  $\check{x}_{corr\_etal}$  представляет собой циклически сдвинутый на  $i_{max}$  отсчетов сигнал  $x_{corr\_etal}$ ;

- 7) Осуществляет расчет энергии скорректированного сигнала  $E$ ;
- 8) Если  $E \leq E_{thresh}$  или превышено количество допустимых итераций, то итеративный процесс прекращается. В противном случае возвращаемся к пункту 1.

Если величина коэффициента  $K_{iter}$  выбрана слишком малой, то выполнение алгоритма занимает недопустимо большое время, если слишком большой – падает эффективность алгоритма. Поэтому  $K_{iter}$  выбирается для каждого режима эмпирически, исходя из условия, что среднее число итераций при отсутствии ограничения по количеству допустимых итераций не должно превышать 300. Экспериментально установлено, что дальнейшее снижение коэффициента не приводит к ощутимому выигрышу в уровне пик-фактора.

В таблицах 3.5-3.7 и на рисунках 3.19-3.21 приведены результаты моделирования алгоритма TR и модифицированного алгоритма TR при 2,5, 5 и 7,5 процентах резервированных несущих.

Таблица 3.5 – Результаты моделирования модифицированного алгоритма TR 2,5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц         |                | 100        | 200        | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|------------------------------------|----------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| Число несущих TR в полосе          |                | 5          | 10         | 13         | 27         | 40         | 54         |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ  | TR             | 9,1        | 8,5        | 8,3        | 8,1        | 7,7        | 7,8        |
|                                    | модификация TR | 7,7        | 7,5        | 7,5        | 7,5        | 7,5        | 7,5        |
|                                    | выигрыш        | <b>1,4</b> | <b>1,0</b> | <b>0,8</b> | <b>0,6</b> | <b>0,2</b> | <b>0,3</b> |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR             | 9,2        | 8,8        | 8,4        | 8,0        | 7,9        | 7,8        |
|                                    | модификация TR | 7,7        | 7,6        | 7,8        | 7,6        | 7,6        | 7,6        |
|                                    | выигрыш        | <b>1,5</b> | <b>1,2</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,3</b> | <b>0,2</b> |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR             | 9,1        | 8,7        | 8,2        | 7,9        | 7,9        | 7,8        |
|                                    | модификация TR | 7,7        | 7,5        | 7,6        | 7,5        | 7,6        | 7,6        |
|                                    | выигрыш        | <b>1,4</b> | <b>1,2</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,3</b> | <b>0,2</b> |

Таблица 3.6 – Результаты моделирования модифицированного алгоритма TR 5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц         |                | 100        | 200        | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|------------------------------------|----------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| Число несущих TR в полосе          |                | 10         | 21         | 26         | 54         | 81         | 109        |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ  | TR             | 8,1        | 7,5        | 7,2        | 7,2        | 7,2        | 7,3        |
|                                    | модификация TR | 7,4        | 6,9        | 6,8        | 6,6        | 6,7        | 6,7        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,7</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,6</b> | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR             | 7,9        | 7,5        | 7,3        | 7,2        | 7,3        | 7,3        |
|                                    | модификация TR | 7,3        | 6,9        | 6,8        | 6,7        | 6,7        | 6,7        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> | <b>0,5</b> | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR             | 7,9        | 7,4        | 7,3        | 7,2        | 7,3        | 7,3        |
|                                    | модификация TR | 7,3        | 6,9        | 6,8        | 6,6        | 6,7        | 6,7        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,6</b> | <b>0,5</b> | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> |

Таблица 3.7 – Результаты моделирования модифицированного алгоритма TR 7,5% применительно к системе РАВИС

| Ширина полосы сигнала, кГц         |                | 100        | 200        | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|------------------------------------|----------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| Число несущих TR в полосе          |                | 10         | 21         | 26         | 54         | 81         | 109        |
| Пик-фактор при модуляции QPSK, дБ  | TR             | 7,1        | 6,9        | 6,9        | 7,2        | 7,3        | 7,5        |
|                                    | модификация TR | 7,1        | 6,6        | 6,5        | 6,2        | 6,1        | 6,2        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,0</b> | <b>0,3</b> | <b>0,4</b> | <b>1,0</b> | <b>1,2</b> | <b>1,3</b> |
| Пик-фактор при модуляции 16QAM, дБ | TR             | 7,1        | 6,9        | 6,9        | 7,2        | 7,3        | 7,5        |
|                                    | модификация TR | 7,1        | 6,6        | 6,5        | 6,2        | 6,1        | 6,1        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,0</b> | <b>0,3</b> | <b>0,4</b> | <b>1,0</b> | <b>1,2</b> | <b>1,4</b> |
| Пик-фактор при модуляции 64QAM, дБ | TR             | 7,1        | 6,9        | 6,9        | 7,2        | 7,3        | 7,5        |
|                                    | модификация TR | 7,1        | 6,6        | 6,5        | 6,2        | 6,2        | 6,2        |
|                                    | выигрыш        | <b>0,0</b> | <b>0,3</b> | <b>0,4</b> | <b>1,0</b> | <b>1,1</b> | <b>1,3</b> |

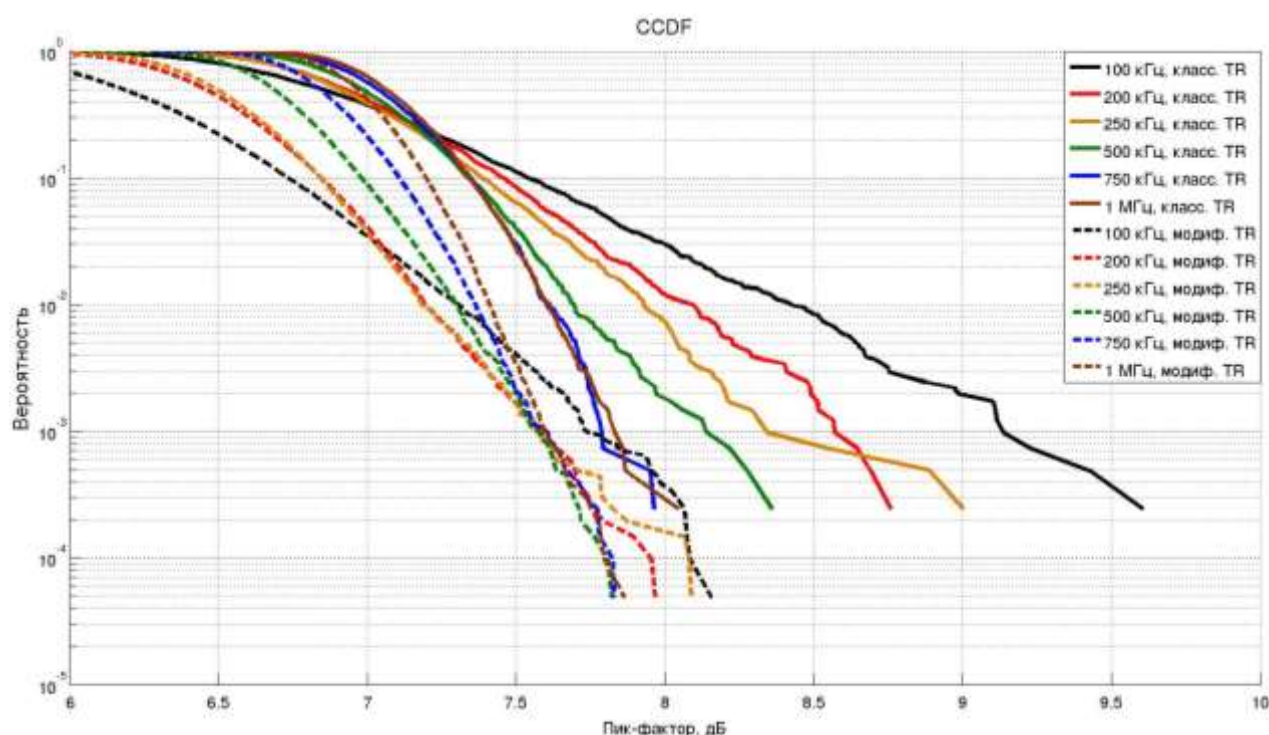


Рисунок 3.19 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 2,5 % (QPSK)

Для того, чтобы подтвердить соответствие требованиям электромагнитной совместимости, приведено сравнение спектральной плотности мощности с применением классического метода резервирования тона (рисунок 3.22 сверху) и с применением предложенного метода резервирования тона (рисунок 3.22 снизу). Штриховой линией обозначена маска огибающей внеполосного излучения.

Спектральная плотность мощности построена следующим образом [1,3,85]:

1. Формируется 41 реализация OFDM-сигнала длиной в 100 OFDM-символов;
2. Каждая реализация умножается на окно вида «приподнятый косинус», которое задается во временной области как

$$W(n) = \begin{cases} 1 - \cos\left[\frac{\pi \cdot (n - 1)}{2 \cdot N_w}\right] & n \in [1; N_w] \\ 1 & \text{при } n \in [N_w + 1; N - N_w], \\ \cos\left[\frac{\pi \cdot (n - N + N_w)}{2 \cdot N_w}\right] & n \in [N - N_w + 1; N] \end{cases} \quad (3.5)$$

где  $N = 100 \cdot N_{FFT}$ ,  $N_w = \frac{N_{FFT}}{8}$ ,  $N_{FFT}$  - длительность передискретизированного OFDM-символа в отсчетах, и осуществляется БПФ полученного произведения;

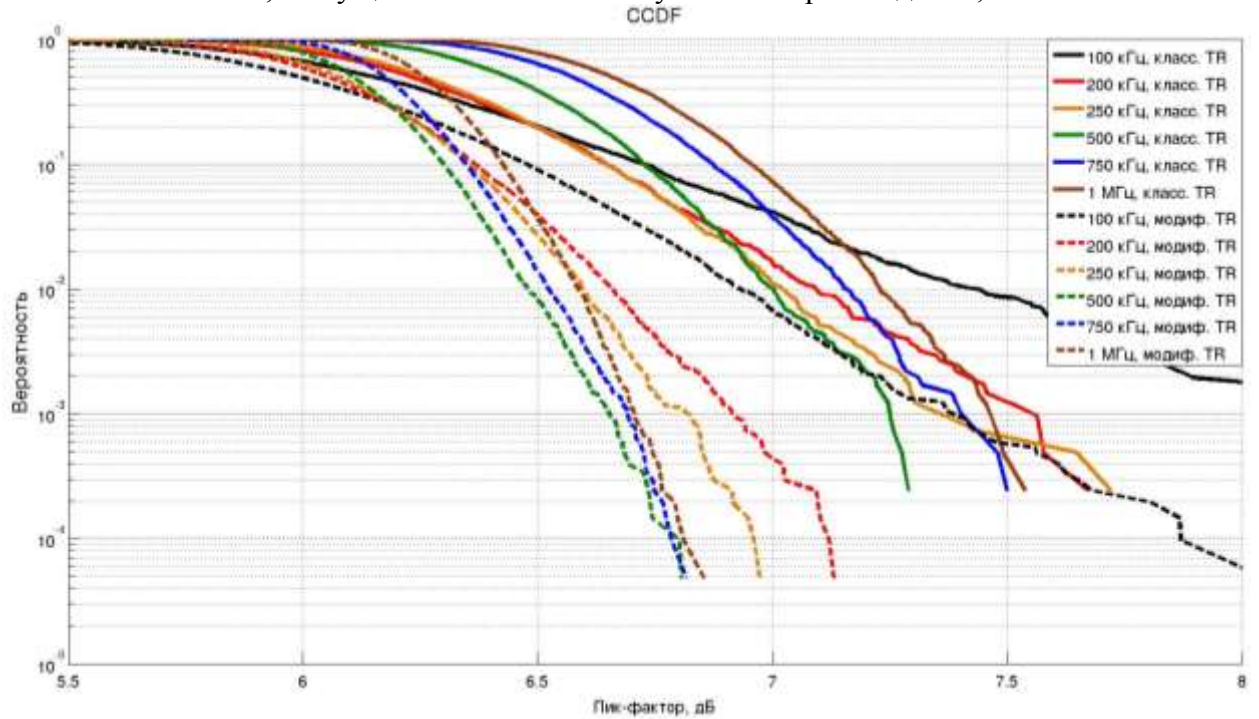


Рисунок 3.20 – Комплементарная интегральная функция распределения (CCDF) сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 5 % (QPSK)

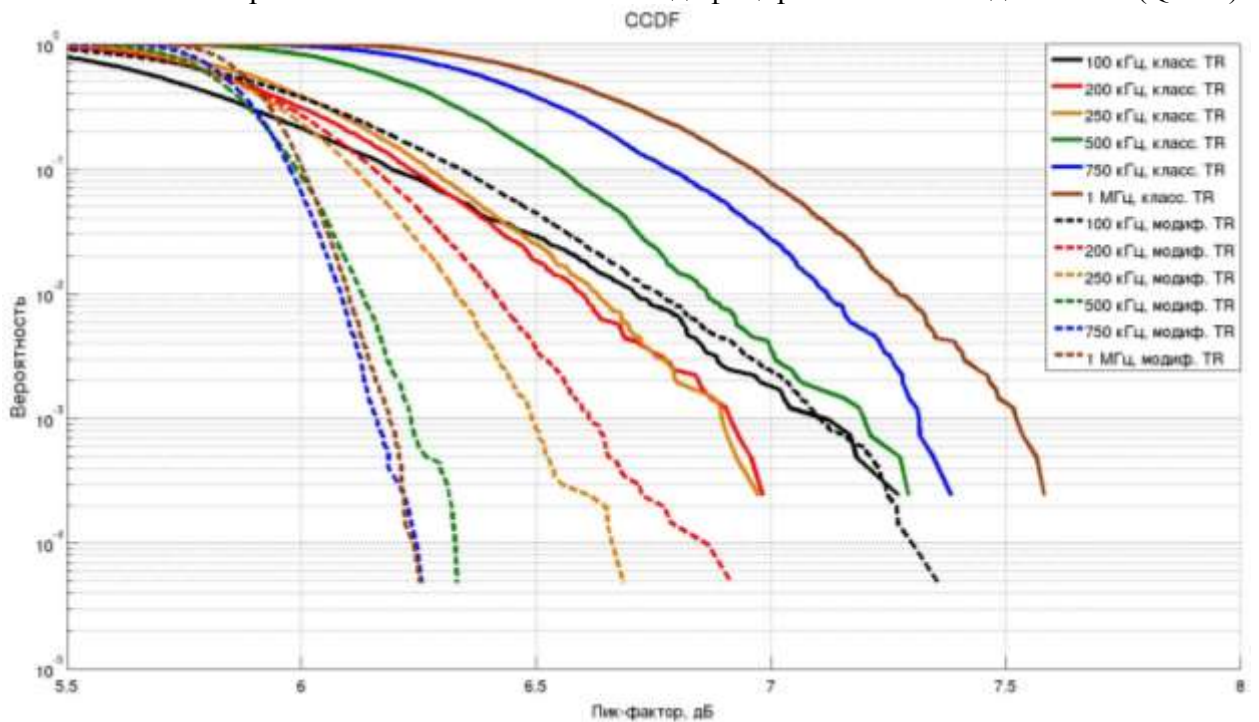


Рисунок 3.21 – CCDF сигнала РАВИС после применения классического и модифицированного метода TR 7,5 % (QPSK)

3. Спектральная плотность мощности OFDM сигнала строится по огибающей спектральных плотностей мощности для всех реализаций сигнала.

Из рисунка 3.22 видно, что требования по электромагнитной совместимости вследствие применения предложенного метода не нарушаются.

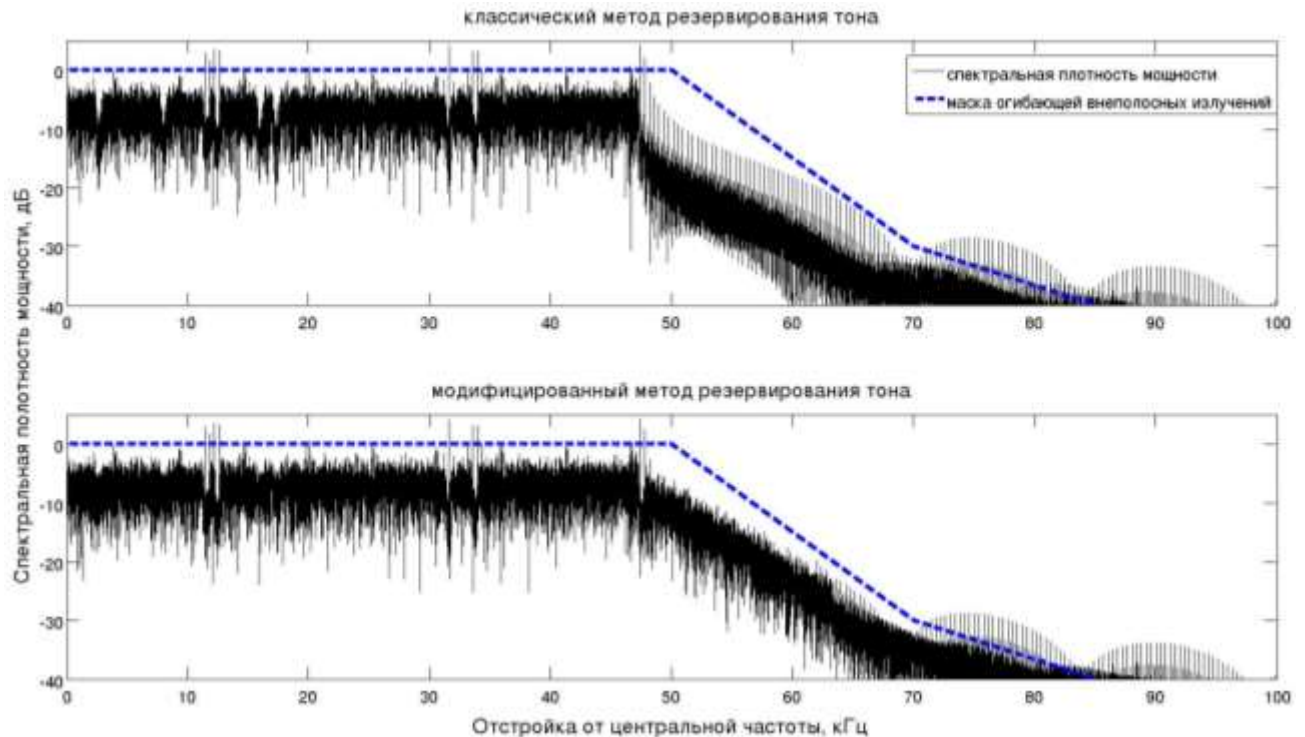


Рисунок 3.22 – Спектральная плотность мощности OFDM сигнала (полоса сигнала 100 кГц)

Результаты моделирования показывают, что модифицированный метод резервирования тона позволяет снизить пик-фактор относительно классического метода резервирования тона на дополнительные 1,5, 1,2, 0,8, 0,6, 0,3, 0,2 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и на 0,7, 0,6, 0,5, 0,6, 0,6, 0,6 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при ширине полосы сигнала 100, 200, 250, 500, 750 и 1000 кГц соответственно.

Если рассматривать только режимы с малой шириной полосы сигнала (для которых метод и был разработан), фактический выигрыш по пик-фактору от использования предложенного метода составит от 1,0 до 1,5 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и от 0,5 до 0,7 дБ при 5% несущих, выделенных для TR.

Реально достигнутые уровни пик-фактора с  $\gamma=0,999$  по всем режимам составляют от 7,5 до 7,8 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и от 6,6 до 7,4 дБ при 5% несущих, выделенных для TR.

Таким образом, предложенный модифицированный метод резервирования тона позволяет существенно снизить значение пик-фактора при неизменных затратах полосы на несущие TR. С точки зрения вычислительной сложности метод не отличается от классического метода резервирования тона. Единственным недостатком данного метода

являются более жесткие требования к усилителю мощности в части внеполосных излучений, поскольку запас по спектральной плотности мощности относительно маски огибающей внеполосных излучений, имеющийся в пределах 20 кГц слева и справа от основной части OFDM спектра частично израсходован на внеполосные несущие TR. Данный недостаток нивелируется тем фактом, что реальные усилители даже при отсутствии внеполосных несущих TR требуют ограничения внеполосного излучения вещательными фильтрами высокой мощности [93].

### 3.5 Сравнение результатов использования предложенного метода снижения пик-фактора с методом, основанным на модифицированном методе резервирования тона

В таблице 3.8 в графах «после TR 5% или SLM 1К» и «после TR/SLM и ACE» приведены результаты использования предложенного в разделе 3.2 метода снижения пик-фактора при 2,5% резервированных несущих, в таблице 3.9 – при 5% резервированных несущих. В графах «после модиф. TR 5%» и после «после модиф. TR и ACE» приведены результаты использования двухступенчатого метода снижения пик-фактора, где сначала используется модифицированный метод резервирования тона, предложенный в разделе 3.4, после чего используется модифицированный метод активного расширения созвездия, предложенный в разделе 3.3.

Отказ от метода селективных отображений крайне важен, поскольку этот метод (в отличие от других рассмотренных) требует затрат вычислительных мощностей не только на стороне передатчика, но и на стороне приёмного устройства, а также требует передачи служебной информации, потеря которой означает потерю всего OFDM-символа.

Таблица 3.8 – Результаты моделирования предложенного для системы РАВИС двухступенчатого метода снижения пик-фактора и схемы «модифицированный метод TR+ACE» при 2,5% резерв. несущих

| Ширина полосы канала, кГц |   | 100                              | 200         | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|---------------------------|---|----------------------------------|-------------|------------|------------|------------|------------|
| Модуляция                 | Метод   | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |             |            |            |            |            |
| QPSK                      | после TR 2,5% или SLM 1К                        | 6,8                              | 7,3         | 8,3        | 8,1        | 7,8        | 7,8        |
|                           | после модиф. TR 2,5%                            | 7,7                              | 7,5         | 7,5        | 7,5        | 7,5        | 7,5        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,9</b>                      | <b>-0,2</b> | <b>0,8</b> | <b>0,6</b> | <b>0,3</b> | <b>0,3</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 5,8                              | 6,2         | 7,2        | 6,9        | 6,8        | 6,7        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 6,9                              | 6,7         | 6,6        | 6,5        | 6,6        | 6,5        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-1,1</b>                      | <b>-0,5</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,2</b> | <b>0,2</b> |

Продолжение таблицы 3.8.

| Ширина полосы канала, кГц |   | 100                              | 200         | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|---------------------------|---|----------------------------------|-------------|------------|------------|------------|------------|
| Модуляция                 | Метод   | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |             |            |            |            |            |
| 16QAM                     | после TR 2,5% или SLM 1К                        | 6,8                              | 7,3         | 8,4        | 8,0        | 7,9        | 7,8        |
|                           | после модиф. TR 2,5%                            | 7,7                              | 7,6         | 7,8        | 7,6        | 7,6        | 7,6        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,9</b>                      | <b>-0,3</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,3</b> | <b>0,2</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 6,1                              | 6,5         | 7,5        | 7,2        | 7,1        | 7,0        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 7,2                              | 6,9         | 6,9        | 6,8        | 6,9        | 6,8        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-1,1</b>                      | <b>-0,4</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,2</b> | <b>0,2</b> |
| 64QAM                     | после TR 2,5% или SLM 1К                        | 6,8                              | 7,3         | 8,2        | 7,9        | 7,9        | 7,8        |
|                           | после модиф. TR 2,5%                            | 7,7                              | 7,5         | 7,6        | 7,5        | 7,6        | 7,6        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,9</b>                      | <b>-0,2</b> | <b>0,6</b> | <b>0,4</b> | <b>0,3</b> | <b>0,2</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 6,4                              | 6,8         | 7,7        | 7,5        | 7,3        | 7,2        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 7,5                              | 7,2         | 7,1        | 7,0        | 7,0        | 6,9        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-1,1</b>                      | <b>-0,4</b> | <b>0,6</b> | <b>0,5</b> | <b>0,3</b> | <b>0,3</b> |

Результаты моделирования предложенного в разделе 3.2 метода при использовании 2,5% резервированных несущих либо метода селективных отображений с 1024 отображениями таковы: при модуляции QPSK пик-фактор с  $\gamma=0,999$  принимает значения от 5,8 до 7,2 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 7,5 дБ, при модуляции 64QAM от 6,4 до 7,7 дБ.

Если отказаться от использования метода селективных отображений в узких каналах и использовать вместо классического метода резервирования тона предложенный в разделе 3.4, то можно достигнуть пик-фактора при модуляции QPSK от 6,5 до 6,9 дБ, при модуляции 16QAM от 6,8 до 7,2 дБ, при модуляции 64QAM от 7,0 до 7,5 дБ. Использование модифицированного метода резервирования тона дает немного меньший окончательный выигрыш при его использовании в двухступенчатом методе.

Следует отметить, что несмотря на то, что модифицированный метод резервирования тона показывает при узкой полосе сигнала показывает существенно лучшие результаты, чем классический, он все еще хуже метода селективных отображений: при ширине канала 100 кГц он показывает на 0,9 дБ более высокий пик-фактор, при ширине канала 200 кГц он проигрывает уже всего 0,2-0,3 дБ.



Таблица 3.9 – Результаты моделирования предложенного для системы РАВИС двухступенчатого метода снижения пик-фактора и схемы «модифицированный метод TR+ACE» при 5% резерв. несущих

| Ширина полосы канала, кГц |   | 100                              | 200         | 250        | 500        | 750        | 1000       |
|---------------------------|---|----------------------------------|-------------|------------|------------|------------|------------|
| Модуляция                 | Метод   | Пик-фактор с $\gamma=0,999$ , дБ |             |            |            |            |            |
| QPSK                      | после TR 5% или SLM 1К                          | 6,8                              | 7,3         | 7,2        | 7,2        | 7,2        | 7,3        |
|                           | после модиф. TR 5%                              | 7,4                              | 6,9         | 6,8        | 6,6        | 6,7        | 6,7        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,6</b>                      | <b>0,4</b>  | <b>0,4</b> | <b>0,6</b> | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 5,8                              | 6,2         | 6,3        | 6,2        | 6,2        | 6,2        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 6,6                              | 6,3         | 6,3        | 6,2        | 6,2        | 6,0        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-0,8</b>                      | <b>-0,1</b> | <b>0,0</b> | <b>0,0</b> | <b>0,0</b> | <b>0,2</b> |
| 16QAM                     | после TR 5% или SLM 1К                          | 6,8                              | 7,3         | 7,3        | 7,2        | 7,3        | 7,3        |
|                           | после модиф. TR 5%                              | 7,3                              | 6,9         | 6,8        | 6,7        | 6,7        | 6,7        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,5</b>                      | <b>0,4</b>  | <b>0,5</b> | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 6,1                              | 6,5         | 6,7        | 6,5        | 6,4        | 6,3        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 6,8                              | 6,6         | 6,5        | 6,4        | 6,3        | 6,2        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-0,7</b>                      | <b>-0,1</b> | <b>0,2</b> | <b>0,1</b> | <b>0,1</b> | <b>0,1</b> |
| 64QAM                     | после TR 5% или SLM 1К                          | 6,8                              | 7,3         | 7,3        | 7,2        | 7,3        | 7,3        |
|                           | после модиф. TR 5%                              | 7,3                              | 6,9         | 6,8        | 6,6        | 6,7        | 6,7        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 1 ступени метода</b> | <b>-0,6</b>                      | <b>0,4</b>  | <b>0,5</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> | <b>0,6</b> |
|                           | после TR/SLM и ACE                              | 6,4                              | 6,8         | 7,0        | 6,7        | 6,5        | 6,5        |
|                           | после модиф. TR и ACE                           | 7,0                              | 6,7         | 6,7        | 6,4        | 6,4        | 6,3        |
|                           | <b>Выигрыш от модиф. TR на 2 ступени метода</b> | <b>-0,6</b>                      | <b>0,1</b>  | <b>0,3</b> | <b>0,3</b> | <b>0,1</b> | <b>0,2</b> |

Результаты моделирования предложенного в разделе 3.2 метода при использовании 5% резервированных несущих либо метода селективного отображения с 1024 отображениями таковы: при модуляции QPSK пик-фактор с  $\gamma=0,999$  принимает значения от 5,8 до 6,3 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 6,7 дБ, при модуляции 64QAM от 6,4 до 7,0 дБ.

Если отказаться от использования метода селективных отображений в узких каналах и использовать вместо классического метода резервирования тона предложенный в разделе 3.4, то можно достигнуть пик-фактора при модуляции QPSK от 6,0 до 6,6 дБ, при модуляции 16QAM от 6,2 до 6,8 дБ, при модуляции 64QAM от 6,3 до 7,0 дБ. Использование модифицированного метода резервирования тона дает немного меньший окончательный выигрыш при его использовании в двухступенчатом метода.

При 5% резервированных несущих модифицированный метод резервирования тона дает на 0,6 дБ более высокий пик-фактор, чем метод SLM при ширине канала 100 кГц; однако при ширине канала 200 кГц он выигрывает 0,4 дБ.

Таким, образом, при 2,5% резервированных несущих целесообразнее пользоваться предложенным в разделе 3.2 методом снижения пик-фактора; если же требования к пропускной способности канала допускают использование 5% несущих, тогда можно отказаться от метода селективных отображений и использовать связку «модифицированный метод резервирования тона + метод активного расширения созвездия.

Доверительный интервал приведенных в таблицах 3.8-3.9 значений пик-фактора, определенный непараметрически (с использованием схемы Бернулли) [40,69], при уровне доверия  $\gamma=0,90$  во всех случаях не шире чем  $(m - 0,05 \text{ дБ}; m + 0,05 \text{ дБ})$ , где  $m$  – выборочная квантиль пик-фактора.

### 3.6 Выводы по главе 3

В главе приведена сводная таблица достижимых при использовании методов резервирования тона, активного расширения сигнального созвездия и селективного отображения уровней пик-фактора сигнала системы РАВИС. Результаты моделирования показывают, что наилучшие результаты при ширине полосы сигнала от 250 до 1000 кГц показывает метод резервирования тона (кроме модуляции QPSK, при которой метод активного расширения созвездия дает пик-фактор на 0,3-1,5 дБ ниже). При ширине полосы сигнала от 100 до 200 кГц наилучшие результаты дает метод селективного отображения (кроме модуляции QPSK, при которой метод активного расширения созвездия дает пик-фактор на 0,3 и 1,1 дБ ниже).

На основании сводной таблицы был сформулирован двухступенчатый метод снижения пик-фактора, предложенный автором для системы РАВИС второго поколения. Двухступенчатая метод подразумевает, что на первом этапе снижения пик-фактора к исходному символу должны применяться методы SLM с 1024 отображениями (при ширине полосы сигнала 100-200 кГц) или TR 5% (при ширине полосы сигнала 250-1000 кГц). В отличие от метода активного расширения созвездия, такой подход позволит обеспечить низкий пик-фактор при любом виде модуляции. Использование SLM может быть не только более эффективным с точки зрения обеспечения низкого пик-фактора, но и с точки зрения экономии частотного ресурса, что особенно ценно в условиях узкого канала. На втором этапе двухступенчатого метода предлагается использовать модифицированный метод активного расширения созвездия.

Предложенный автором модифицированный метод активного расширения созвездия заключается в том, что вместо того, чтобы искать оптимальное значение  $V_{CLIP}$ , запускать для каждого символа итеративный процесс параллельно с различными уровнями  $V_{CLIP}$ , выбирая по окончании итеративных процессов результаты процесса с наименьшим пик-фактором. Выигрыш от применения модифицированного метода сильно зависит от ширины канала: не превышает 0,1 дБ при ширине канала 250 кГц и меньше, при 500 кГц составляет от 0,1 до 0,3 дБ, при 750 кГц – от 0,4 до 0,6 дБ, при 1 МГц – от 0,5 до 0,8 дБ.

Альтернативой применению метода селективных отображений (основной недостаток которого – необходимость обработки сигнала на приёмной стороне) может стать модифицированный метод резервирования тона, предложенный автором. Модифицированный метод резервирования тона позволяет снизить пик-фактор относительно классического метода резервирования тона на дополнительные 1,5, 1,2, 0,8, 0,6, 0,3, 0,3 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и на 0,7, 0,6, 0,5, 0,6, 0,6, 0,6 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при ширине полосы сигнала 100, 200, 250, 500, 750 и 1000 кГц соответственно.

Если рассматривать только режимы с малой шириной полосы сигнала (для которых метод и был разработан), фактический выигрыш по пик-фактору от использования предложенного метода составит от 1,0 до 1,5 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и от 0,5 до 0,7 дБ при 5% несущих, выделенных для TR.

Модифицированный метод резервирования тона позволяет существенно снизить значение пик-фактора при неизменных затратах полосы на несущие TR. С точки зрения вычислительной сложности метод не отличается от классического метода резервирования тона. Единственным недостатком данного метода являются более жесткие требования к усилителю мощности в части внеполосных излучений, поскольку запас по спектральной плотности мощности относительно маски огибающей внеполосных излучений, имеющийся в пределах 20 кГц слева и справа от основной части OFDM спектра частично израсходован на внеполосные несущие TR.

Результаты моделирования предложенного метода снижения пик-фактора при использовании 2,5% резервированных несущих таковы: при модуляции QPSK пик-фактор с  $\gamma=0,999$  принимает значения от 5,8 до 7,2 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 7,5 дБ, при модуляции 64QAM от 6,4 до 7,7 дБ. При использовании 5% резервированных несущих либо метода селективного отображения с 1024 отображениями пик-фактор при модуляции QPSK пик-фактор с  $\gamma=0,999$  принимает значения от 5,8 до 6,3 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 6,7 дБ, при модуляции 64QAM от 6,4 до 7,0 дБ.

Если отказаться от использования метода селективных отображений в узких каналах и использовать вместо классического метода резервирования тона предложенный в разделе 3.4, то при 5% резервированных несущих можно достигнуть пик-фактора при модуляции QPSK от 6,0 до 6,6 дБ, при модуляции 16QAM от 6,2 до 6,8 дБ, при модуляции 64QAM от 6,3 до 7,0 дБ.

При 5% резервированных несущих модифицированный метод резервирования тона дает на 0,6-0,8 дБ более высокий пик-фактор, чем метод SLM при ширине канала 100 кГц; однако при ширине канала 200 кГц он выигрывает 0,4 дБ.

Таким, образом, при 2,5% резервированных несущих целесообразнее пользоваться предложенном двухступенчатым методом снижения пик-фактора; если же требования к пропускной способности канала допускают использование 5% несущих, тогда можно отказаться от метода селективных отображений и использовать связку «модифицированный метод резервирования тона + метод активного расширения созвездия.

## ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

### 4.1 Синтез выражения для расчета LLR с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением

В главе 1 было показано, что в современных цифровых системах эфирного вещания и связи, основанных на модуляции COFDM, в качестве кодов, устраняющих ошибки, как правило используется код с низкой плотностью проверок на чётность (LDPC – Low Density Parity Check). Декодирование с мягкими решениями существенно эффективнее, чем жесткое, поэтому получило наиболее широкое распространение. При мягком декодировании на вход декодера LDPC подаются логарифмы отношения правдоподобия (LLR – Log-Likelihood Ratio). Значения LLR формируются демодулятором с «мягким» выходом, задача которого – на основании принятого символа  $\hat{Y}$  (здесь и далее символ с надстрочной точкой обозначает комплексную величину) определить набор значений  $LLR$ , каждое из которых соответствует отдельному передаваемому биту. Упрощенная схема части системы передачи данных приведена на рисунке 4.1.

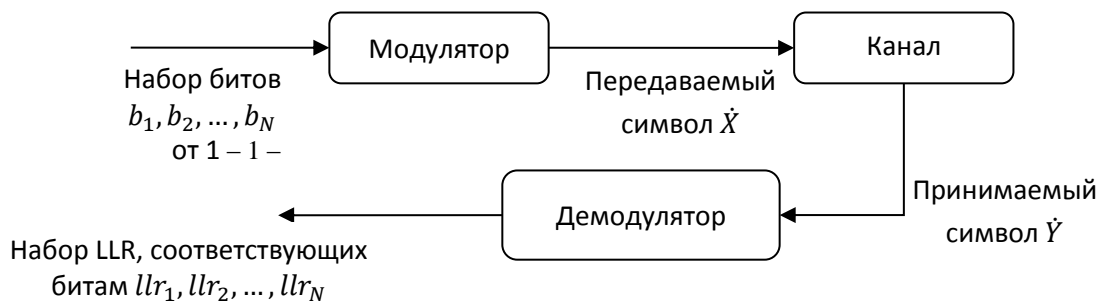


Рисунок 4.1 – Упрощенная схема части системы передачи данных

$LLR$  для  $i^{\text{го}}$  бита выражается как

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } x_j, \text{ принимает значение } 0} P\{\hat{X} = x_j | \hat{Y} = \hat{y}\}}{\sum_{k: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } x_k, \text{ принимает значение } 1} P\{\hat{X} = x_k | \hat{Y} = \hat{y}\}}, \quad (4.1)$$

где в числителе – суммы вероятностей того, что при принятом символе  $\hat{Y} = \hat{y}$  был передан символ  $\hat{X} = x_j$ , соответствующий нулю в  $i^{\text{ом}}$  бите, а в знаменателе – суммы вероятностей того, что при принятом символе  $\hat{Y} = \hat{y}$  был передан символ  $\hat{X} = x_k$ , соответствующий единице в  $i^{\text{ом}}$  бите.

При передаче в КВ и УКВ диапазонах частот вследствие многолучевого распространения сигнала возникают частотно-селективные замирания [28]. В идеальном случае (т.е. приемник и передатчик неподвижные, условия распространения сигнала не

изменяются) коэффициент передачи канала можно оценить сколь угодно точно. В таком случае можно использовать классическое выражение для логарифма отношения правдоподобия [26,28,41,44]:

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \frac{1}{\sigma_N^2} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2}\right)}{\sum_{k:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \frac{1}{\sigma_N^2} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_k \dot{H}|^2}{\sigma_N^2}\right)}, \quad (4.2)$$

где  $\dot{H}$  – коэффициент передачи канала на частоте, на которой передавался  $i^{\text{ый}}$  бит,  $\sigma_N$  – дисперсия аддитивного шума. Данное выражение соответствует случаю, когда в канале присутствуют только аддитивные шумы, то есть состояние канала точно известно на любой поднесущей COFDM сигнала.

Однако при реальном приеме (особенно подвижном) канал не является стационарным [45]. Примеры нестационарных каналов приведены в [2,20]. Оценить коэффициент передачи такого канала можно с конечной точностью, которая определяется способом оценки канала, уровнем аддитивных шумов, скоростью изменения канала и т.д.

В работе [72] автором была поставлена задача разработать демодулятор, определяющий LLR с учетом как аддитивной, так и мультипликативной ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала.

Искажения в канале, возникающие за счет многолучевого распространения и аддитивных шумов, можно представить в виде следующего выражения:

$$\dot{Y} = \dot{X}(\dot{H} + \dot{N}_H) + \dot{N}, \quad (4.3)$$

где  $\dot{X}$  – дискретная равномерно распределенная комплексная случайная величина, принимающая значения из множества  $\left\{ \begin{pmatrix} x_{1R} \\ x_{1I} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_{2R} \\ x_{2I} \end{pmatrix}, \dots, \begin{pmatrix} x_{MR} \\ x_{MI} \end{pmatrix} \right\}$ ,  $P\left\{\dot{X} = \dot{x}_l = \begin{pmatrix} x_{lR} \\ x_{lI} \end{pmatrix}\right\} = \frac{1}{M}$ .  $\dot{X}$  представляет собой передаваемый на конкретной несущей в виде точки сигнального созвездия информационный символ;

$\dot{H}$  – оценка комплексного коэффициента передачи канала на конкретной несущей частоте;

$\dot{N}$  – нормально распределенная комплексная случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями  $\begin{pmatrix} \sigma_R^2 \\ \sigma_I^2 \end{pmatrix}$ ,  $\sigma_R^2 = \sigma_I^2 = \frac{\sigma_N^2}{2}$ , значения компонент вектора независимы;  $\dot{N}$  описывает аддитивный шум, возникающий в приемнике;

$\dot{N}_H$  – нормально распределенная комплексная случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\begin{pmatrix} \sigma_{HR}^2 \\ \sigma_{HI}^2 \end{pmatrix}$ , значения компонент вектора

независимы;  $\dot{N}_H$  представляет собой ошибку оценки канала; важным предположением, которое используется при дальнейших выводах, является равенство дисперсий  $\sigma_{H_R}^2 = \sigma_{H_I}^2$ .

С учетом правил перемножения комплексных чисел можно представить  $\dot{Y}$  как двумерный вектор:

$$\vec{Y} = \begin{bmatrix} Y_R \\ Y_I \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} X_R H_R - X_I H_I \\ X_R H_I + X_I H_R \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} N_R + X_R N_{H_R} - X_I N_{H_I} \\ N_I + X_R N_{H_I} + X_I N_{H_R} \end{bmatrix}^T. \quad (4.4)$$

При условии, что передан некоторый символ  $\dot{x}_i$ , компоненты  $\dot{Y}$  представляют собой случайные величины с математическими ожиданиями  $x_{iR} H_R - x_{iI} H_I$ ,  $x_{iR} H_I + x_{iI} H_R$  и дисперсиями  $\sigma_{N_R}^2 + x_{iR}^2 \sigma_{H_R}^2 + x_{iI}^2 \sigma_{H_I}^2$ ,  $\sigma_{N_I}^2 + x_{iR}^2 \sigma_{H_I}^2 + x_{iI}^2 \sigma_{H_R}^2$  соответственно.

Сформулирована следующая задача: получить выражение для логарифма отношения правдоподобия, когда принимаемый сигнал формулой (4.3).

Введем четырехмерный случайный вектор

$$\vec{R} = [N_R, N_I, N_{H_R}, N_{H_I}].$$

Вектор математических ожиданий  $\vec{R}$  нулевой:

$$\vec{m}_R = [0, 0, 0, 0].$$

Матрица ковариаций  $\vec{R}$  содержит ненулевые элементы только на главной диагонали, поскольку мы полагаем случайные величины  $N_R, N_I, N_{H_R}, N_{H_I}$  независимыми:

$$\Sigma_{\vec{R}} = \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{N_I}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{H_R}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{H_I}^2 \end{bmatrix}$$

Тогда  $\dot{Y}$  можно представить как вектор:

$$\vec{Y} = \vec{R}B + \vec{c}, \quad (4.5)$$

где  $B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ X_R & X_I \\ -X_I & X_R \end{bmatrix}$ ,  $\vec{c} = [X_R H_R - X_I H_I, X_R H_I + X_I H_R]$ .

Линейное преобразование нормально распределенных случайных величин, описываемое уравнением (4.5), в общем случае имеет следующую плотность распределения [78]:

$$p_{\vec{Y}}(\vec{y} | \dot{X} = \dot{x}_i) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^2 \sqrt{\det(B^T \Sigma_{\vec{R}} B)}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})(B^T \Sigma_{\vec{R}} B)^{-1}(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})^T\right).$$

В данном случае

$$\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c} = \vec{y} - \vec{c} = [y_R - X_R H_R + X_I H_I, y_I - X_R H_I - X_I H_R],$$

$$\begin{aligned}
B^T \Sigma_{\bar{R}} B &= \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_R^2 + \sigma_{H_I}^2 X_I^2, & \sigma_{H_R}^2 X_R X_I - \sigma_{H_I}^2 X_R X_I \\ \sigma_{H_R}^2 X_R X_I - \sigma_{H_I}^2 X_R X_I, & \sigma_{N_I}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_I^2 + \sigma_{H_I}^2 X_R^2 \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \sigma_{N_R}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_R^2 + \sigma_{H_I}^2 X_I^2, & 0 \\ 0, & \sigma_{N_I}^2 + \sigma_{H_R}^2 X_I^2 + \sigma_{H_I}^2 X_R^2 \end{bmatrix} = \\
\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2, & 0 \\ 0, & \sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2 \end{bmatrix} \\
&(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})(B^T \Sigma_{\bar{R}} B)^{-1}(\vec{y} - \vec{m}_R B - \vec{c})^T = \\
&= 2 \begin{bmatrix} y_R - X_R H_R + X_I H_I, & y_I - X_R H_I - X_I H_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_R - X_R H_R + X_I H_I \\ y_I - X_R H_I - X_I H_R \end{bmatrix} = \\
&= 2 \left[ \frac{(y_R - X_R H_R + X_I H_I)^2 + (y_I - X_R H_I - X_I H_R)^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{X}|^2} \right].
\end{aligned}$$

Таким образом,

$$p_{\bar{Y}}(\vec{y} | \dot{X} = \dot{x}_i) = \frac{1}{\pi(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_i \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2}\right) \quad (4.6)$$

Каждый раз, когда принят символ  $\dot{Y}$ , происходит одно из событий  $\dot{X} = \dot{x}_i$ ,  $i = 1, \dots, M$ . Эти события несовместны и образуют полную группу событий. По формуле Байесса [61]:

$$\begin{aligned}
P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}]\} &= \frac{P\{\dot{X} = \dot{x}_i\} P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{X} = \dot{x}_j\} P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}} = \\
&= \frac{P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}} \\
P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} = \dot{y}\} &= \lim_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y} \rightarrow \dot{y}_0} \frac{P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\}} = \{\text{по правилу Лопиталья}\} \\
&= \lim_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y} \rightarrow \dot{y}_0} \frac{(P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_i\})'_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y}}}{(\sum_{j=1}^M P\{\dot{Y} \in [\dot{y}_0, \dot{y}_0 + \Delta \dot{y}] | \dot{X} = \dot{x}_j\})'_{\dot{y}_0 + \Delta \dot{y}}} = \frac{p_{\dot{Y}}\{\dot{y}_0 | \dot{X} = \dot{x}_i\}}{\sum_{j=1}^M p_{\dot{Y}}\{\dot{y}_0 | \dot{X} = \dot{x}_j\}} \\
P\{\dot{X} = \dot{x}_i | \dot{Y} = \dot{y}\} &= \frac{\frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_i \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2}\right)}{\sum_{j=1}^M \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}. \quad (4.7)
\end{aligned}$$

С учетом (4.7) логарифм отношения правдоподобия принимает следующий вид:



$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}{\sum_{k:\text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \frac{1}{(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_k|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_k \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_k|^2}\right)} \quad (4.8)$$

Данное выражение позволяет вычислять LLR с учетом как аддитивной, так и мультипликативной ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала.

## 4.2 Оценка эффективности использования LLR с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением

Для оценки эффективности демодулятора было проведено моделирование его работы в составе системы цифрового эфирного вещания РАВИС [63] с использованием функциональной модели [34], разработанной в среде Simulink. Данная модель позволяет имитировать функционирование системы «передатчик-канал-приёмник» для различных видов многолучевого канала в соответствии с [20]. В качестве критерия оценки эффективности демодулятора выбрана вероятность битовой ошибки в приёмнике. Скорость кода -  $\frac{1}{2}$ .

Оценка состояния канала в данной системе осуществляется по пилотным сигналам (независимо от демодулятора). Распределение пилот-сигналов в COFDM-сигнале в соответствии с [63]. Поэтому для исследуемого демодулятора ошибка оценки состояния канала на информационной несущей состоит из двух компонент: ошибка интерполяции и ошибка, вызванная неточным знанием состояния канала на пилотных несущих. Для каналов с медленно изменяющейся по времени и частоте характеристикой (например, каналов «Urban» и «Rural» в соответствии с [20]) при относительно низких отношениях сигнал/шум ошибка интерполяции мала относительно ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала, поскольку между соседними пилотными несущими состояние канала изменяется почти линейно. В таком случае можно приближенно считать ошибку оценки состояния канала на информационной несущей равной ошибке оценки состояния канала на пилотных несущих. На пилотной несущей принятый сигнал  $\dot{Y}_p$  и оценку состояния канала  $\hat{\dot{H}}_p$  можно выразить как

$$\dot{Y}_p = \dot{X}_p \dot{H}_p + \dot{N}_p \text{ и } \hat{\dot{H}}_p = \dot{H}_p + \frac{\dot{N}_p}{\dot{X}_p},$$

где  $\dot{X}_p$  – заранее известный приёмнику сигнал на пилотной несущей. Тогда ошибка оценки канала (без фильтрации шума) выражается как  $\sigma_H^2 = \frac{\sigma_N^2}{\dot{X}_p^2}$ . При моделировании было

принято  $\sigma_H^2 = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \sigma_N^2$ , поскольку пилотные несущие передаются на повышенном в  $\frac{4}{3}$  раза уровне мощности относительно средней мощности сигнала на информационных несущих [63].

Были проведены измерения для приемников с разными методами оценки состояния канала по пилотным несущим: оценка без фильтрации шума и оценка с винеровской фильтрацией [51] по времени.

При модуляции QPSK использование исследуемого демодулятора дает результаты, полностью соответствующие классическому как при фильтрации шумов, так и без нее, поскольку в этом случае вклад мультипликативной ошибки одинаков для всех точек сигнального созвездия.

На рисунках 4.2 и 4.3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) при модуляциях 16-QAM и 64-QAM соответственно.

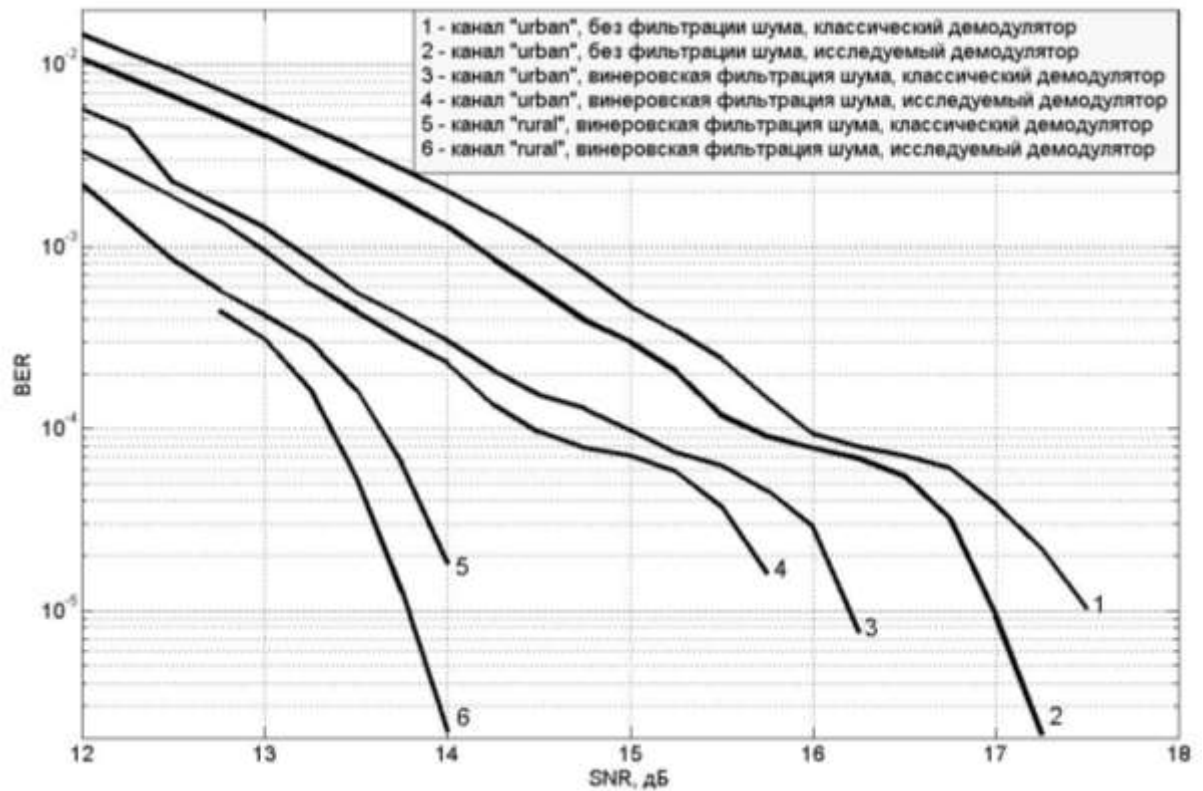


Рисунок 4.2 – Зависимость BER(SNR) для созвездия 16-QAM в каналах «Urban» и «Rural»

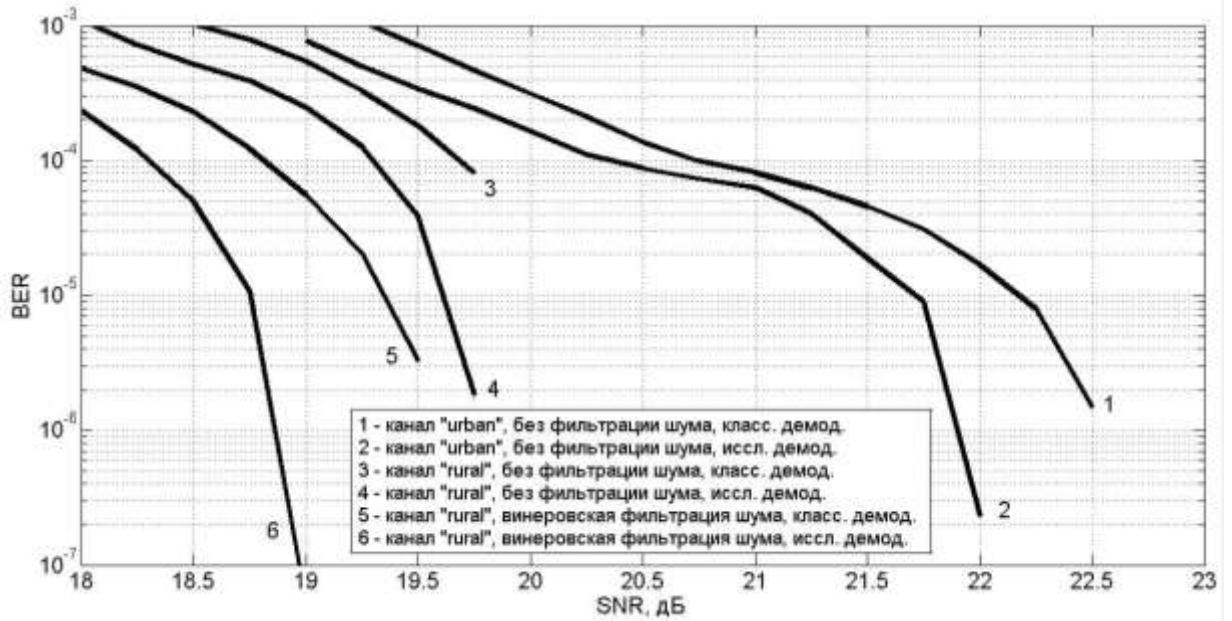


Рисунок 4.3 – Зависимость BER(SNR) для созвездия 64-QAM в каналах «Urban» и «Rural»

Для созвездия QPSK выигрыш от использования исследуемого демодулятора отсутствует (в силу того, что не была учтена ошибка интерполяции). С ростом сложности сигнального созвездия выигрыш от использования предложенного демодулятора увеличивается. Так, выигрыш для созвездия 16-QAM, согласно проведенному моделированию, в зависимости от канала и наличия фильтрации шума, составляет от 0,25 до 0,5 дБ, для созвездия 64-QAM – от 0,375 до 0,5 дБ. Данный выигрыш достигается при скорости кода  $\frac{1}{2}$ . Естественно, что при большей скорости кода результат будет еще лучше.

За счет учета ошибки интерполяции состояния канала возможно увеличить энергетический выигрыш от использования исследуемого демодулятора при высоких отношениях сигнал/шум, когда ошибка оценки состояния канала состоит преимущественно из ошибки интерполяции.

Преимуществом предлагаемого демодулятора является возможность получить энергетический выигрыш от его применения вне зависимости от способа оценки канала, а также его относительная простота.

Данный демодулятор может существенно повысить эффективность передачи данных в случаях, когда оценка состояния которых затруднена (в быстро меняющихся по времени и/или частоте каналах, при использовании «слепых» методов оценки канала и т.д.).

Основное ограничение, накладываемое на использование исследуемого демодулятора, – необходимость определения дисперсий аддитивной ошибки и ошибки оценки канала. Дисперсию аддитивной ошибки в системах с пилотными несущими можно оценивать как дисперсию разности состояния канала на пилотных несущих до и после

фильтрации [40]. Метод оценки мультипликативной ошибки зависит от применяемого в системе передачи данных метода оценки состояния канала.

### 4.3 Синтез выражения для расчета LLR при использовании техники поворота созвездия с учетом мультипликативной составляющей ошибки

В стандарте DVB-T2 предлагается для повышения эффективности эфирной цифровой системы передачи данных, основанной на модуляции COFDM, использовать технику поворота сигнального созвездия. Суть этой техники приведена ниже. Далее будут использоваться термины «ячейка OFDM», «символ OFDM» в соответствии с [63].

На передающей стороне последовательность перемеженных по времени бит  $b_0, b_1, \dots, b_N$ , поступая на вход квадратурного амплитудного модулятора, отображается на синфазную и квадратурную координаты (далее -  $Re$  и  $Im$ ) исходной ячейки OFDM (т.е. каждой битовой последовательности ставится в соответствие комплексное число  $\dot{X} = Re + i \cdot Im$ , где  $i$  – мнимая единица). Все возможные  $2^N$  отображений образуют сигнальное созвездие. При этом, поскольку созвездие повернуто, каждой исходной последовательности бит соответствует уникальное значение как по координате  $Re$ , так и по  $Im$ . В этом первое принципиальное различие рассматриваемой схемы модуляции от классической.

Рассмотрим на примере созвездия QPSK. В таблице 4.1 приведены точки повернутого на 26,5 градуса созвездия QPSK (см. рисунок 4.4, слева).

Таблица 4.1 – Точки повернутого созвездия QPSK

| Последовательность бит | Номер точки созвездия | Координата $Re$ | Координата $Im$ |
|------------------------|-----------------------|-----------------|-----------------|
| 00                     | 1                     | +0,3173         | +0,9483         |
| 01                     | 2                     | -0,9483         | +0,3173         |
| 10                     | 3                     | +0,9483         | -0,3173         |
| 11                     | 4                     | -0,3173         | -0,9483         |

После указанного отображения точки созвездия формируются в блок из  $M$  ячеек и осуществляется циклический сдвиг координаты  $Im$  как указано в таблице 4.2. В этом второе принципиальное различие рассматриваемой схемы модуляции от классической.

Таблица 4.2 – Координаты  $Re$  и  $Im$  ячеек до и после сдвига

|                              |        |        |     |            |            |
|------------------------------|--------|--------|-----|------------|------------|
| Номер ячейки                 | 1      | 2      | ... | $M-1$      | $M$        |
| Координата $Re$ до сдвига    | $Re_1$ | $Re_2$ | ... | $Re_{M-1}$ | $Re_M$     |
| Координата $Im$ до сдвига    | $Im_1$ | $Im_2$ | ... | $Im_{M-1}$ | $Im_M$     |
| Координата $Re$ после сдвига | $Re_1$ | $Re_2$ | ... | $Re_{M-1}$ | $Re_M$     |
| Координата $Im$ после сдвига | $Im_M$ | $Im_1$ | ... | $Im_{M-2}$ | $Im_{M-1}$ |

В результате циклического сдвига координаты  $Im$  все возможные сочетания уникальных координат  $Re_i$  и  $Im_j$  образуют новое, расширенное сигнальное созвездие (см. рисунок 1.13, справа). Точки расширенного созвездия QPSK приведены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Точки расширенного созвездия QPSK

|             |             |
|-------------|-------------|
| $1^1$       |             |
| $-0,9483^2$ | $-0,3173^3$ |
| $01^4$      | $10^5$      |

Примечания:

1. Номер точки созвездия
2. Координата  $Re$
3. Координата  $Im$
4. Принятая битовая последовательность, если точка созвездия принята в канале  $Re$
5. Принятая битовая последовательность, если точка созвездия принята в канале  $Im$

|         |         |         |         |         |         |         |         |
|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 1       |         | 2       |         | 3       |         | 4       |         |
| +0,3173 | +0,9483 | +0,3173 | +0,3173 | +0,3173 | -0,3173 | +0,3173 | -0,9483 |
| 00      | 00      | 00      | 01      | 00      | 10      | 00      | 11      |
| 5       |         | 6       |         | 7       |         | 8       |         |
| -0,9483 | +0,9483 | -0,9483 | +0,3173 | -0,9483 | -0,3173 | -0,9483 | -0,9483 |
| 01      | 00      | 01      | 01      | 01      | 10      | 01      | 11      |
| 9       |         | 10      |         | 11      |         | 12      |         |
| +0,9483 | +0,9483 | +0,9483 | +0,3173 | +0,9483 | -0,3173 | +0,9483 | -0,9483 |
| 10      | 00      | 10      | 01      | 10      | 10      | 10      | 11      |
| 13      |         | 14      |         | 15      |         | 16      |         |
| -0,3173 | +0,9483 | -0,3173 | +0,3173 | -0,3173 | -0,3173 | -0,3173 | -0,9483 |
| 11      | 00      | 11      | 01      | 11      | 10      | 11      | 11      |

За счет последующего перемежения ячеек координаты  $R_i$  и  $I_i$   $i^{\text{ой}}$  ячейки OFDM передаются в канале на удаленных друг от друга частотах (обозначим их как  $f_R$  и  $f_I$ ) в ячейках OFDM  $\dot{X}_1$  и  $\dot{X}_2$ , принадлежащих расширенному созвездию. Благодаря этому, если одна из координат ( $R_i$  или  $I_i$ ) будет утеряна (например, ячейка  $\dot{X}_1$  будет подавлена глубоким замиранием), исходную битовую последовательность возможно восстановить по ячейке  $\dot{X}_2$ .

На приёмной стороне демодулятор формирует логарифмы отношения правдоподобия (далее  $LLR$ ) для бит на основании принятых ячеек OFDM. В документе [19] приведено выражение для логарифма отношения правдоподобия, который рассчитывается демодулятором:

$$LLR(b_i) = \log \left[ \frac{\sum_{x \in C_i^0} \exp \left\{ \frac{(I - \rho_I I_x)^2 + (Q - \rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} \right\}}{\sum_{x \in C_i^1} \exp \left\{ \frac{(I - \rho_I I_x)^2 + (Q - \rho_Q Q_x)^2}{2\sigma^2} \right\}} \right], \quad (4.9)$$

где  $I$  – принятая на частоте  $f_R$  координата  $Re$   $i^{\text{ой}}$  ячейки OFDM,  $Q$  – принятая на частоте  $f_I$  координата  $Im$   $i^{\text{ой}}$  ячейки OFDM,  $\rho_I$  и  $\rho_Q$  – амплитудные множители, описывающие замирание на частотах  $f_R$  и  $f_I$ ,  $I_x$  и  $Q_x$  – проекции точки  $x$  повернутого созвездия на оси  $Re$  и

*Ит.* Таким образом, в [19] предлагается рассматривать принимаемый сигнал как две независимые одномерные амплитудные модуляции.

У такого подхода есть несколько недостатков. Поскольку в (4.9) учитывается только амплитудное влияние канала на передаваемую ячейку, для того, чтобы пользоваться (4.9), необходимо скомпенсировать фазовое влияние канала на частотах  $f_R$  и  $f_I$ , вызванное многолучевым распространением сигнала. Отдельная от амплитуды оценка фазы приводит к ошибкам в случаях, когда фазовая характеристика канала изменяется быстро.

Также принципиальным недостатком является то, что данный подход подразумевает наличие только аддитивной составляющей ошибки и не учитывает мультипликативную ошибку, возникающую вследствие неточного оценивания и интерполяции состояния канала. В то же время, в [72] показана целесообразность учета мультипликативной ошибки для повышения эффективности системы передачи данных.

В [74] автором была поставлена задача получить аналитическое выражение  $LLR$  с учетом мультипликативной ошибки для использующей поворот сигнального созвездия системы эфирного цифрового вещания, основанной на модуляции COFDM.

В общем случае логарифм отношения правдоподобия выражается как

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{P\{b_i = 0\}}{P\{b_i = 1\}} \right]. \quad (4.10)$$

Прохождение ячеек на частотах  $f_R$  и  $f_I$  через канал можно описать как

$$\begin{cases} \dot{Y}_1 = \dot{X}_1 \dot{H}_1 + \dot{N}_1, \\ \dot{Y}_2 = \dot{X}_2 \dot{H}_2 + \dot{N}_2, \end{cases} \quad (4.11)$$

где  $\dot{Y}_1$  и  $\dot{Y}_2$  – принятые на частотах  $f_R$  и  $f_I$  ячейки OFDM,  $\dot{N}_1$  и  $\dot{N}_2$  – аддитивные шумы с нулевым матожиданием и дисперсией  $\begin{pmatrix} \sigma_{R1}^2 \\ \sigma_{I1}^2 \end{pmatrix}$  и  $\begin{pmatrix} \sigma_{R2}^2 \\ \sigma_{I2}^2 \end{pmatrix}$ ,  $\dot{H}_1$  и  $\dot{H}_2$  – коэффициенты передачи канала (здесь и далее символ с надстрочной точкой обозначает комплексную величину).

На основании принятых на частотах  $f_R$  и  $f_I$  символов  $\dot{Y}_1$  и  $\dot{Y}_2$  необходимо сделать вывод о том, какая последовательность бит была передана. Поскольку одной и той же последовательности бит соответствуют разные сочетания значений  $\dot{X}_1$  и  $\dot{X}_2$ , выражение (4.10) можно уточнить:

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{\sum_j \sum_k P\{\dot{X}_1 = x_j, \dot{X}_2 = x_k | \dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2\}}{\sum_i \sum_j P\{\dot{X}_1 = x_m, \dot{X}_2 = x_n | \dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2\}} \right], \quad (4.12)$$

где  $j, k$  принимают значения такие, что  $\dot{X}_1 = x_j$  и  $\dot{X}_2 = x_k$  соответствуют нулю в  $i^{\text{ом}}$  бите,  $m$  и  $n$  принимают значения такие, что  $\dot{X}_1 = x_m$  и  $\dot{X}_2 = x_n$  соответствуют единице в  $i^{\text{ом}}$  бите. Так, исходя из таблицы 4.3, при передаче информации в виде точек сигнального созвездия

QPSK, для старшего бита индексы принимают следующие значения:  $j = 1,2,3,4,5,6,7,8$ ;  $k = 1,2,5,6,9,10,13,14$ ;  $m = 9,10,11,12,13,14,15,16$ ;  $n = 3,4,7,8,11,12,15,16$ .

Набор событий  $\dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k$  и  $\dot{X}_1 = \dot{x}_m, \dot{X}_2 = \dot{x}_n$  образует полную группу событий. В процессе передачи обязательно должно произойти одно из таких событий, при этом все эти события попарно несовместимы. Тогда можно воспользоваться формулой Байеса:

$$\begin{aligned} P(\dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k | \dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2) &= \\ &= \frac{P(\dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k) P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k)}{\sum_s \sum_l P(\dot{X}_1 = \dot{x}_s, \dot{X}_2 = \dot{x}_l) P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_s, \dot{X}_2 = \dot{x}_l)} \\ &= \frac{P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k)}{\sum_s \sum_l P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_s, \dot{X}_2 = \dot{x}_l)}, \end{aligned} \quad (4.13)$$

где индексы  $s, l$  принимают все допустимые значения. Применим (4.13) к числителю и знаменателю (4.12), знаменатель (4.13) сократится, получим

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{\sum_j \sum_k P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k)}{\sum_m \sum_n P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_m, \dot{X}_2 = \dot{x}_n)} \right]. \quad (4.14)$$

Поскольку при зафиксированных  $X_1$  и  $X_2$  случайные величины  $Y_1$  и  $Y_2$  независимы,

$$P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1, \dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j, \dot{X}_2 = \dot{x}_k) = P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j) P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_k).$$

Тогда

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{\sum_j \sum_k P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j) P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_k)}{\sum_m \sum_n P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_m) P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_n)} \right]. \quad (4.15)$$

Выражение (4.15) имеет скрытый недостаток: имея вектора вероятностей  $P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j), j = 1 \dots \frac{N^2}{2}$  и  $P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_k), k = 1 \dots \frac{N^2}{2}$ , (где  $N$  – размер исходного созвездия) нам понадобится рассчитать  $2 * (\frac{N^4}{4} - \frac{N^2}{2})$  попарных произведений этих вероятностей. Так, для повернутого созвездия QPSK ( $N=4$ ) потребуется рассчитать 112 умножений, для 16-QAM ( $N=16$ ) 32512, для 64QAM – более 8 миллионов. Это делает выражение (4.15) малоприменимым в реальной аппаратуре. Однако, с учетом того, что  $j$  и  $k, m$  и  $n$  друг от друга не зависят, его можно упростить:

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{\sum_j P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_j) \sum_k P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_k)}{\sum_m P(\dot{Y}_1 = \dot{y}_1 | \dot{X}_1 = \dot{x}_m) \sum_n P(\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 | \dot{X}_2 = \dot{x}_n)} \right] \quad (4.16)$$

Теперь вместо 8 миллионов умножений для 64QAM будет достаточно двух!

С учетом того, что оценка коэффициента передачи канала в приемнике возможна лишь с некоторой точностью, можно переписать (4.11) как

$$\begin{cases} \dot{Y}_1 = \dot{X}_1(\dot{H}_1 + \dot{N}_{H1}) + \dot{N}_1, \\ \dot{Y}_2 = \dot{X}_2(\dot{H}_2 + \dot{N}_{H2}) + \dot{N}_2, \end{cases}$$

где  $\dot{N}_{H1}$  и  $\dot{N}_{H2}$  – нормально распределенные комплексные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\begin{pmatrix} \sigma_{H1R}^2 \\ \sigma_{H1I}^2 \end{pmatrix}$  и  $\begin{pmatrix} \sigma_{H2R}^2 \\ \sigma_{H2I}^2 \end{pmatrix}$ . В [72] было показано, что

$$p_{\bar{y}}(\bar{y} | \dot{X} = \dot{x}_i) = \frac{1}{\pi(\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y} - \dot{x}_i \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_i|^2}\right) \quad (4.17)$$

Тогда

$$LLR(b_i) = \ln \left[ \frac{\sum_j \frac{1}{(\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{H_1}^2 |\dot{x}_j|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y}_1 - \dot{x}_j \dot{H}_1|^2}{\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{H_1}^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}{\sum_m \frac{1}{(\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{H_1}^2 |\dot{x}_m|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y}_1 - \dot{x}_m \dot{H}_1|^2}{\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{H_1}^2 |\dot{x}_m|^2}\right)} \cdot \frac{\sum_k \frac{1}{(\sigma_{N_2}^2 + \sigma_{H_2}^2 |\dot{x}_k|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y}_2 - \dot{x}_k \dot{H}_2|^2}{\sigma_{N_2}^2 + \sigma_{H_2}^2 |\dot{x}_k|^2}\right)}{\sum_n \frac{1}{(\sigma_{N_2}^2 + \sigma_{H_2}^2 |\dot{x}_n|^2)} \exp\left(\frac{-|\dot{y}_2 - \dot{x}_n \dot{H}_2|^2}{\sigma_{N_2}^2 + \sigma_{H_2}^2 |\dot{x}_n|^2}\right)} \right], \quad (4.18)$$

где  $j, k$  принимают значения такие, что  $\dot{X}_1 = x_j$  и  $\dot{X}_2 = x_k$  соответствуют нулю в  $i^{\text{ом}}$  бите,  $m$  и  $n$  принимают значения такие, что  $\dot{X}_1 = x_m$  и  $\dot{X}_2 = x_n$  соответствуют единице в  $i^{\text{ом}}$  бите,  $\dot{y}_1$  и  $\dot{y}_2$  – значения, которые приняли случайные величины  $\dot{Y}_1$  и  $\dot{Y}_2$  (т.е. ячейки, которые были приняты на частотах  $f_R$  и  $f_I$ ),  $\sigma_{N_1}^2 = \sigma_{R1}^2 + \sigma_{I1}^2$ ,  $\sigma_{N_2}^2 = \sigma_{R2}^2 + \sigma_{I2}^2$ ,  $\sigma_{H_1}^2 = \sigma_{H1R}^2 + \sigma_{H1I}^2$ ,  $\sigma_{H_2}^2 = \sigma_{H2R}^2 + \sigma_{H2I}^2$

#### 4.4 Оценка эффективности использования $LLR$ с учетом мультипликативной составляющей ошибки в каналах с многолучевым распространением при использовании техники поворота созвездия

Для оценки эффективности техники поворота сигнального созвездия было проведено моделирование его работы в составе системы цифрового эфирного вещания РАВИС с использованием функциональной модели, разработанной в среде Simulink. Данная модель позволяет имитировать функционирование системы «передатчик-канал-приёмник» для различных видов многолучевого канала в соответствии с [20]. В качестве



критерия оценки эффективности демодулятора выбрана вероятность битовой ошибки в приёмнике.

На рисунках 4.4-4.11 приведены зависимости для различных каналов и режимов передачи данных. Результаты моделирования при модуляции 64QAM не приведены, поскольку поворот такого созвездия не дает выигрыша, а наоборот, приводит к потерям.

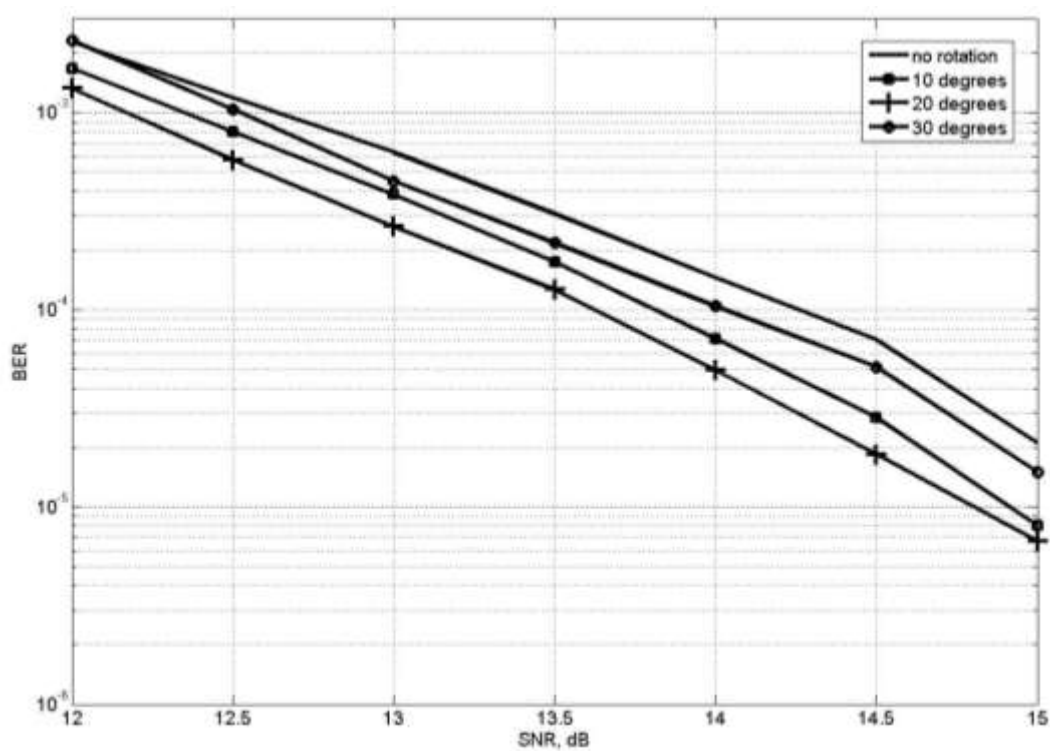


Рисунок 4.4 – Зависимость BER(SNR), канал Rural, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , QPSK, без коррекции шума

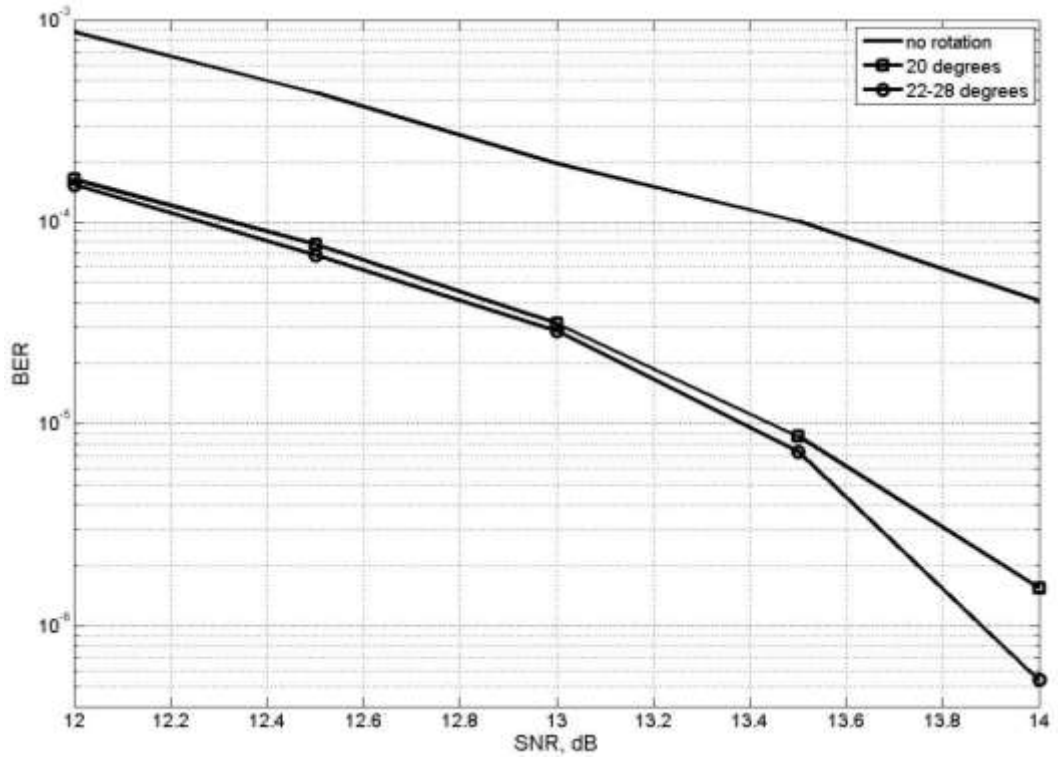


Рисунок 4.5 – Зависимость BER(SNR), канал Rural, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , QPSK, коррекция шума фильтром Винера

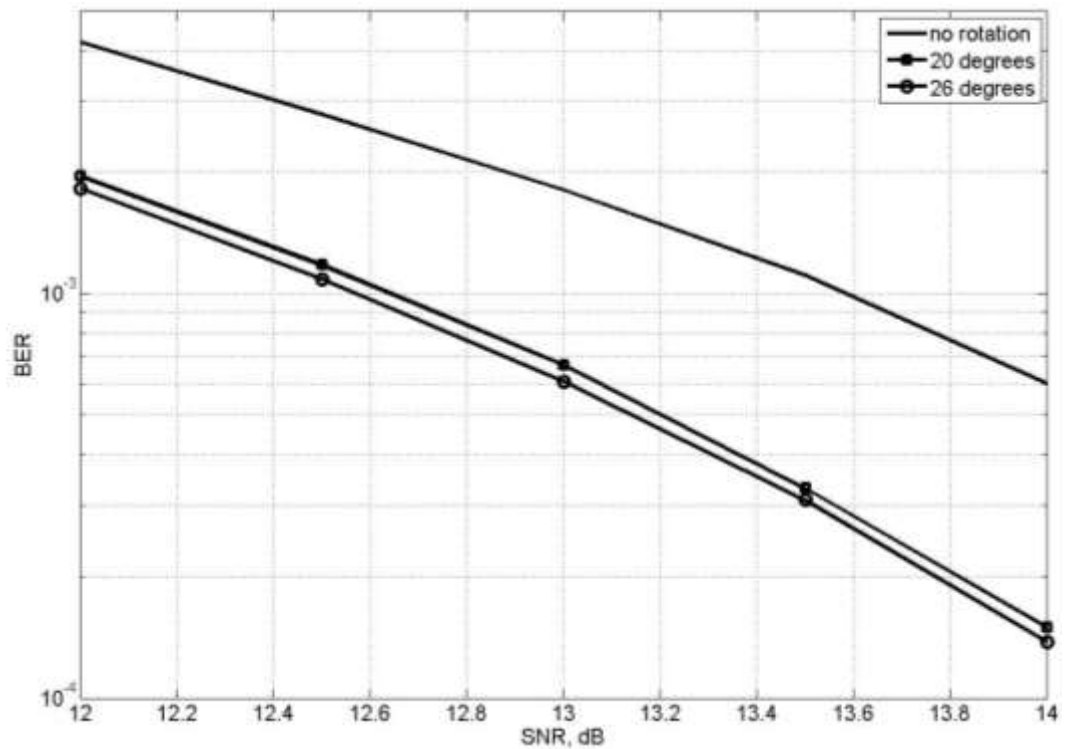


Рисунок 4.6 – Зависимость BER(SNR), канал Urban, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , QPSK, коррекция шума фильтром Винера

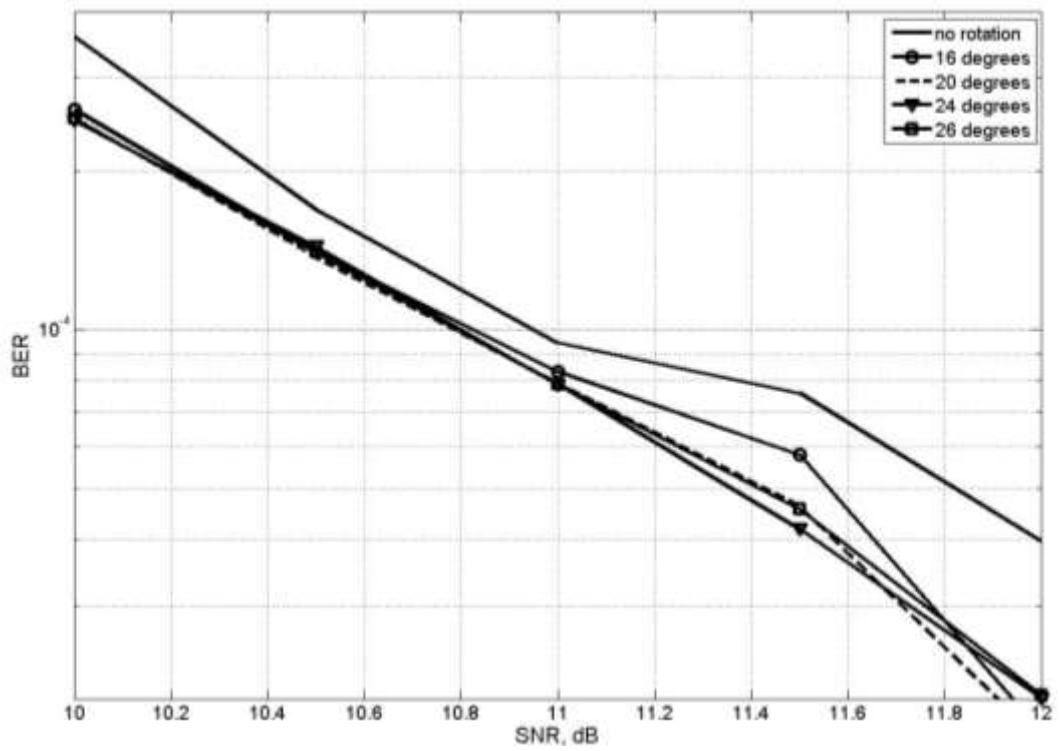


Рисунок 4.7 – Зависимость BER(SNR), канал Urban, скорость кода  $\frac{1}{2}$ , QPSK, коррекция шума фильтром Винера

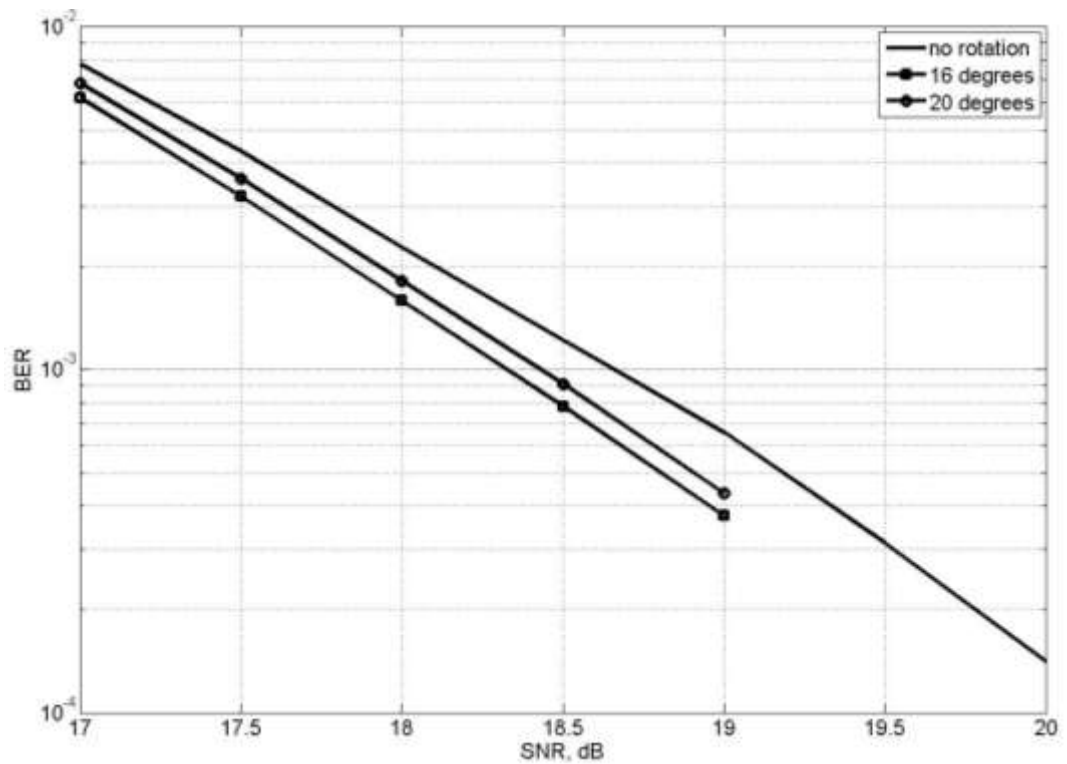


Рисунок 4.8 – Зависимость BER(SNR), канал Rural, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , 16QAM, без коррекции шума

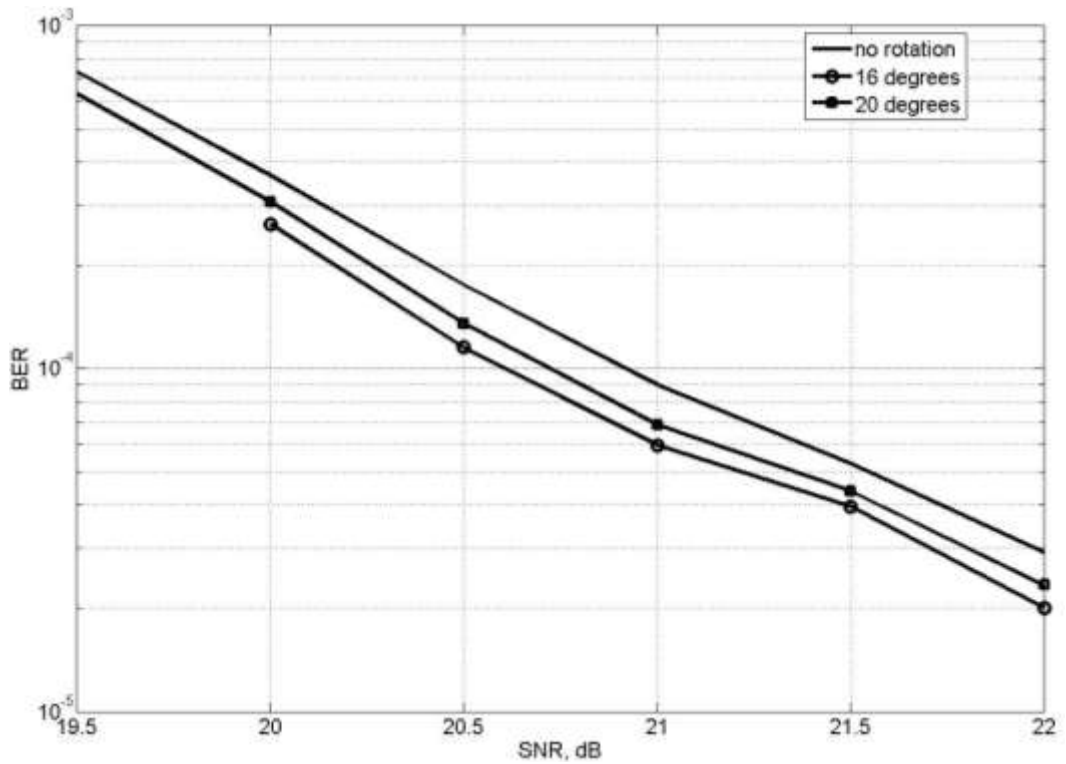


Рисунок 4.9 – Зависимость BER(SNR), канал Urban, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , 16QAM, коррекция шума фильтром Винера

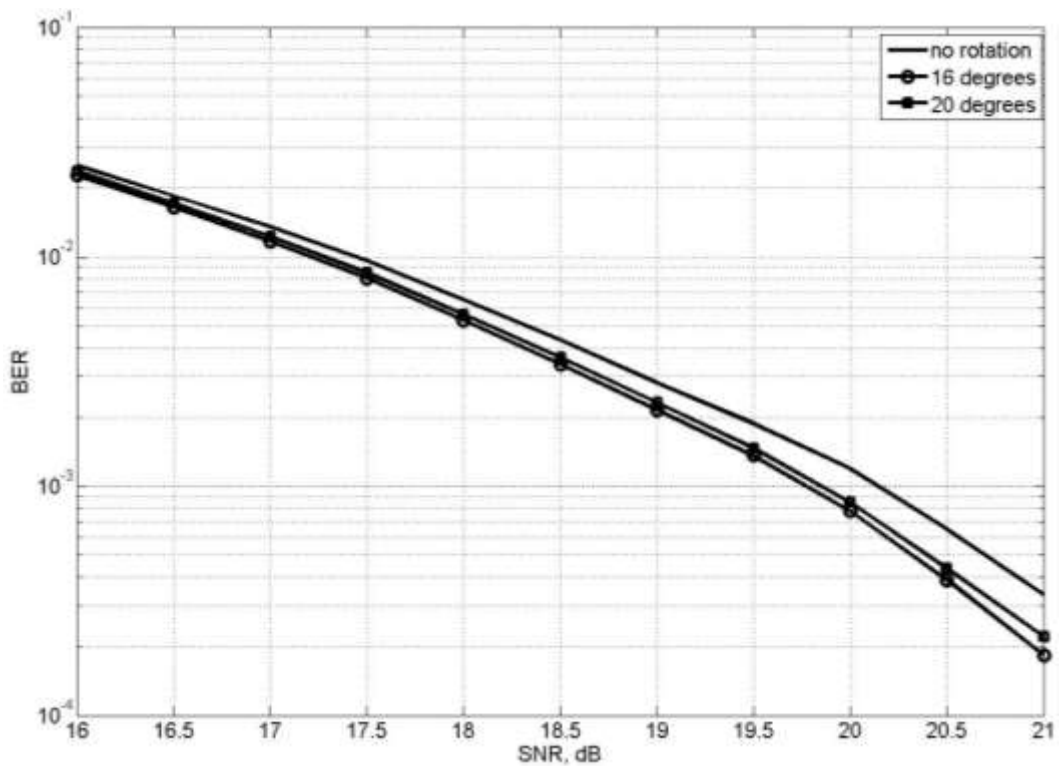


Рисунок 4.10 – Зависимость BER(SNR), канал Urban, скорость кода  $\frac{3}{4}$ , 16QAM, без коррекции шума

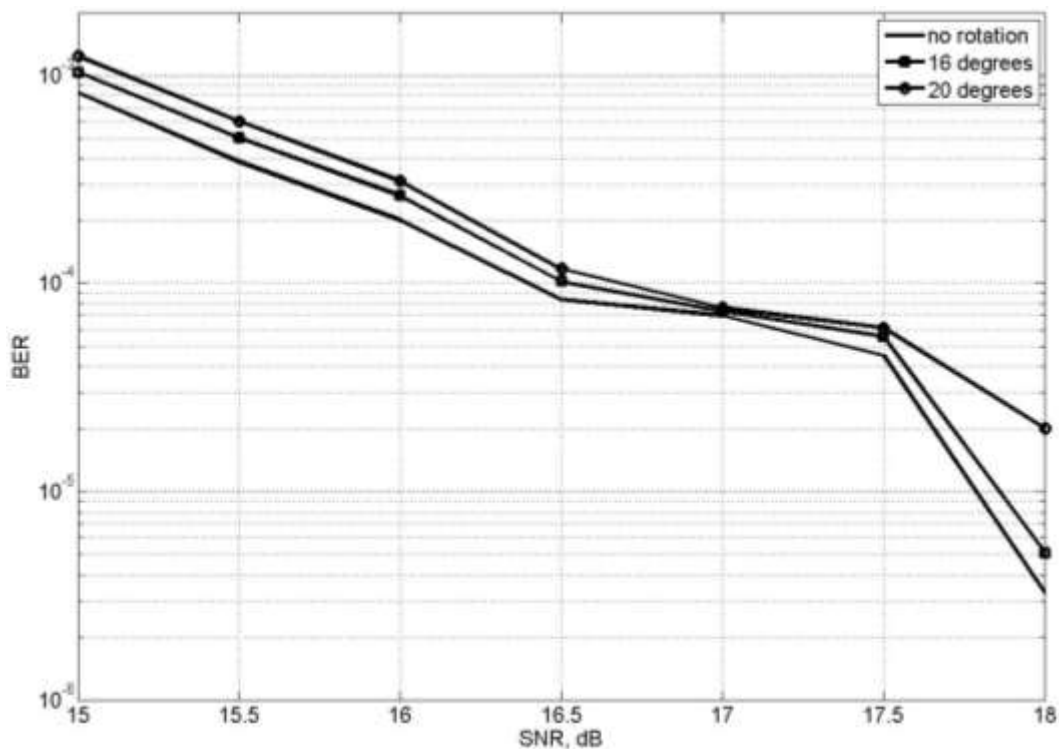


Рисунок 4.11 – Зависимость BER(SNR), канал Urban, скорость кода  $\frac{1}{2}$ , 16QAM, без коррекции шума

Результаты моделирования показывают, что техника поворота созвездия более эффективна при высоких скоростях кода. Так, для созвездия QPSK выигрыш составляет более 1дБ при скорости кода  $\frac{3}{4}$  и от 0,2 до 0,5 дБ при скорости кода  $\frac{1}{2}$ . Для созвездия 16QAM выигрыш составляет более 0,3 дБ при скорости кода  $\frac{3}{4}$ , при скорости кода  $\frac{1}{2}$  имеет место проигрыш в отношении сигнал/шум (см. рисунок 4.11).

Технику поворота созвездия нецелесообразно использовать при сигнальных созвездиях высоких порядков ввиду малого выигрыша в отношении сигнал/шум или даже его ухудшения. Разумно ограничиться его использованием только для созвездия QPSK.

Оптимальный угол поворота созвездия зависит от порядка созвездия и от свойств канала передачи данных. Для исследуемых каналов наилучшие результаты получены при углах поворота  $26^\circ$  для QPSK и  $16^\circ$  для 16QAM. Разброс угла поворота  $\pm 1^\circ$  относительно оптимального не приводит к ощутимому снижению эффективности техники поворота созвездия.

#### 4.5 Выводы по главе 4

В данной главы было выведено выражение, которое позволяет вычислять LLR с учетом как аддитивной, так и мультипликативной ошибки, вызванной неточным знанием состояния канала.

Преимуществом предлагаемого демодулятора является возможность получить энергетический выигрыш от его применения вне зависимости от способа оценки канала, а также его относительная простота.

Данный демодулятор может существенно повысить эффективность передачи данных в случаях, когда оценка состояния которых затруднена (в быстро меняющихся по времени и/или частоте каналах, при использовании «слепых» методов оценки канала и т.д.).

Основное ограничение, накладываемое на использование исследуемого демодулятора, – необходимость определения дисперсий аддитивной ошибки и ошибки оценки канала. Дисперсию аддитивной ошибки в системах с пилотными несущими можно оценивать как дисперсию разности состояния канала на пилотных несущих до и после фильтрации. Метод оценки мультипликативной ошибки зависит от применяемого в системе передачи данных метода оценки состояния канала.

Проведенное моделирование (которое учитывало только ошибку оценки канала на пилотных несущих и не учитывало ошибку интерполяции) показывает, что с ростом сложности сигнального созвездия выигрыш от использования предложенного демодулятора увеличивается. Так, выигрыш для созвездия 16-QAM, согласно проведенному моделированию, в зависимости от канала и наличия фильтрации шума, составляет от 0,25 до 0,5 дБ, для созвездия 64-QAM – от 0,375 до 0,5 дБ. Данный выигрыш достигается при скорости кода  $\frac{1}{2}$ . При большей скорости кода результат будет выше.

За счет учета ошибки интерполяции состояния канала возможно увеличить энергетический выигрыш от использования предложенного демодулятора при высоких отношениях сигнал/шум, когда ошибка оценки состояния канала состоит преимущественно из ошибки интерполяции.

Выведенное в разделе 4.4 выражение позволяет вычислять LLR с учетом мультипликативной ошибки при использовании техники поворота созвездия. Моделирование показывает, что использование техники поворота созвездия целесообразно при использовании сигнального созвездия QPSK (где дает выигрыш около 1 дБ при больших скоростях кода) и не дает выигрыша при 16QAM и 64QAM. Тем не менее, данное выражение имеет большую ценность, поскольку оно позволяет правильно демодулировать сигнал при применении техники поворота созвездия.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными научными результатами, полученными в диссертационной работе являются:

1. ***сравнительный анализ существующих методов снижения пик-фактора (SLM, TR, ACE) и оценка их эффективности для системы РАВИС;***
2. ***двухступенчатый метод снижения пик-фактора*** для системы РАВИС, позволяющий обеспечить низкий пик-фактор как при малом, так и при большом числе поднесущих; предложенный метод позволяет достичь следующих уровней пик-фактора с  $\gamma=0,999$ :
  - при использовании 2,5% резервированных несущих при модуляции QPSK пик-фактор от 5,7 до 7,1 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 7,4 дБ, при модуляции 64QAM от 6,3 до 7,7 дБ. Таким образом, по сравнению с использованием метода резервирования тона (который обеспечивает при QSPK 7,8-9,1 дБ, при 16QAM 7,7-9,2 дБ, при 64QAM 7,7-9,1 дБ) метод позволяет снизить максимальный по всем режимам пик-фактор на 2 дБ (QPSK), 1,8 дБ (16QAM) и 1,4 дБ (64QAM), а в отдельных режимах – до 3,3 дБ.
  - при использовании 5% резервированных несущих пик-фактор при модуляции QPSK от 5,7 до 6,3 дБ, при модуляции 16QAM от 6,1 до 6,7 дБ, при модуляции 64QAM от 6,3 до 6,9 дБ. По сравнению с использованием метода резервирования тона (который обеспечивает при QSPK 7,3-8,1 дБ, при 16QAM 7,3-7,9 дБ, при 64QAM 7,3-7,9 дБ) метод позволяет снизить максимальный по всем режимам пик-фактор на 1,8 дБ (QPSK), 1,2 дБ (16QAM) и 1 дБ (64QAM), а в отдельных режимах – до 2,3 дБ;
3. Предложенный автором и примененный в двухступенчатом методе снижения пик-фактора ***модифицированный метод активного расширения созвездия*** который заключается в том, что вместо того, чтобы использовать оптимальное значение  $V_{CLIP}$ , запускать для каждого символа итеративный процесс параллельно с различными уровнями  $V_{CLIP}$ , выбирая по окончании итеративных процессов результаты процесса с наименьшим пик-фактором. Выигрыш от применения модифицированного метода сильно зависит от ширины канала: для системы РАВИС не превышает 0,1 дБ при ширине канала 250 кГц и меньше, при 500 кГц составляет от 0,2 до 0,3 дБ, при 750 кГц – от 0,4 до 0,6 дБ, при 1 МГц – от 0,5 до 0,7 дБ;
4. Предложенный автором, как альтернатива применению в двухступенчатом методе снижения пик-фактора метода селективных отображений, ***модифицированный метод резервирования тона***, который позволяет снизить пик-фактор относительно классического

метода резервирования тона на дополнительные 1,5, 1,2, 0,7, 0,6, 0,3, 0,2 дБ при 2,5% несущих, выделенных для TR, и на 0,7, 0,6, 0,5, 0,6, 0,6, 0,6 дБ при 5% несущих, выделенных для TR, при любом виде модуляции и ширине полосы сигнала 100, 200, 250, 500, 750 и 1000 кГц соответственно.

Модифицированный метод резервирования тона позволяет снизить значение пик-фактора при неизменных затратах полосы на несущие TR. С точки зрения вычислительной сложности метод не отличается от классического метода резервирования тона;

При 2,5% резервированных несущих целесообразнее пользоваться предложенной двухступенчатый методом снижения пик-фактора; если же требования к пропускной способности канала допускают использование 5% несущих, тогда можно отказаться от метода селективных отображений и использовать связку «модифицированный метод резервирования тона + метод активного расширения созвездия, поскольку в этом случае модифицированный метод резервирования тона при ширине канала 200 кГц выигрывает 0,4-0,5 дБ у метода селективных отображений, хотя при ширине канала 100 кГц дает на 0,4-0,6 дБ более высокий пик-фактор, чем метод SLM;

5. ***Демодулятор, позволяющий снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учета мультипликативной составляющей ошибки;*** показано, что даже при неточной оценке дисперсии мультипликативной ошибки возможно получить энергетический выигрыш не менее 0,5 дБ при вероятности битовой ошибки  $10^{-4}$ ;

6. ***Способ расчета логарифма отношения правдоподобия при демодуляции сигнала с использованием техники поворота сигнального созвездия.*** Несмотря на то, что учет мультипликативной составляющей ошибки не дает существенного энергетического выигрыша в этом случае, получены важные результаты: сформулирован способ демодуляции сигнала при использовании техники поворота сигнального созвездия и установлено, что использование техники поворота сигнального созвездия целесообразно только при модуляции BPSK и QPSK (выигрыш более 1 дБ относительно классического приёма) и не дает выигрыша при созвездиях высоких порядков.

Усовершенствованный демодулятор позволяет снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учета мультипликативной составляющей ошибки при классическом приёме (энергетический выигрыш не менее 0,5 дБ).



## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

|          |   |
|----------|---|
| ACE      | Active Constellation Extension – активное расширение созвездия  |
| ATSC     | Advanced Television Systems Committee – комитет по передовым телевизионным системам   |
| BER      | Bit Error Rate – вероятность битовой ошибки   |
| BPSK     | Binary Phase Shift Keying – бинарная фазовая манипуляция  |
| BST-OFDM | Band-Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing – частотно сегментированная передача с ортогональным частотным разделением |
| CCDF     | Complementary Cumulative Distribution Function – комплементарная интегральная функция распределения   |
| DAB      | Digital Audio Broadcasting – цифровое аудио вещание   |
| DTMB     | Digital Terrestrial Multimedia Broadcast – цифровое эфирное мультимедиа вещание   |
| DVB-T    | Digital Video Broadcasting — Terrestrial – цифровое эфирное видеовещание  |
| LDPC     | Low-Density Parity-Check Code – код с низкой плотностью проверок на четность  |
| MER      | Modulation Error Rate – коэффициент ошибок модуляции  |
| OFDM     | Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное мультиплексирование  |
| PAPR     | Peak-to-average power ratio – пик-фактор  |
| QAM      | Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная амплитудная модуляция  |
| RAVIS    | Real-time Audiovisual Information System – аудиовизуальная информационная система реального времени   |
| SLM      | SeLective Mapping – селективное (выборочное) отображение  |
| SNR      | Signal to Noise Ratio – отношение сигнал/шум  |
| TDS-OFDM | Time-Domain Synchronous OFDM – OFDM с синхронизацией во временной области   |
| TR       | Tone Reservation – резервирование тона  |
| WiFi     | Wireless Fidelity – Спецификация оборудования для беспроводного доступа к локальным сетям общего пользования                                      |
| WiMax    | Worldwide Interoperability for Microwave Access – Спецификация оборудования для беспроводного доступа к городским сетям общего пользования        |

|      |   |
|------|---|
| БПФ  | Быстрое преобразование Фурье                |
| КД   | кадр данных                                 |
| КОС  | канал основного сервиса                     |
| МСИ  | межсимвольная интерференция                 |
| МФУ  | магистраль физического уровня               |
| МНК  | метод наименьших квадратов                  |
| НКД  | надежный канал данных                       |
| НСК  | низкоскоростной канал данных                |
| ОБПФ | обратное быстрое преобразование Фурье       |
| ППС  | параметры передачи сигнала                  |
| ПСДП | псевдослучайная двоичная последовательность |
| УМ   | усилитель мощности                          |
| ЦАП  | цифро-аналоговый преобразователь            |

## СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ

|                           |  |
|---------------------------|--|
| $\eta_{mod}$              | число битов на ячейку цифровой многопозиционной модуляции                                  |
| $E_{thresh}$<br>созвездия | энергетический порог метода резервирования тона / активного расширения созвездия           |
| $i$                       | комплексная единица  |
| $ind_{TR}$                | набор индексов резервированных несущих   |
| $I$                       | синфазная компонента   |
| $K_{BCH/LDPC}$            | размер кадра данных до помехоустойчивого кодирования BCH/LDPC                              |
| $K_{iter}$                | коэффициент сходимости алгоритма резервирования тона                                       |
| $N_{BCH/LDPC}$            | размер кадра данных после помехоустойчивого кодирования BCH/LDPC                           |
| $N_{FFT}$                 | размер преобразования Фурье  |
| $N_{SLM}$                 | количество отображений в методе селективных отображений                                    |
| $N_{TR}$                  | количество резервированных несущих   |
| $PAPR$                    | величина пик-фактора   |
| $Q$                       | квадратурная компонента  |
| $R_{max}$                 | ограничивающий амплитуду точки созвездия коэффициент метода активного расширения созвездия |
| $V_{clip}$                | порог клипирования метода активного расширения созвездия                                   |

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Amoroso F., "The bandwidth of Digital Data Signals", IEEE Commun. Mag., vol. 18, no. 6, Nov. 1980, pp. 13-24.
2. Andersen J. B., Rappaport T.S., Yoshida S., "Propagation Measurements and Models for Wireless Communication Channels", IEEE Commun. Mag., vol. 33, no. 1, Jan. 1995, pp. 42-49.
3. Andrews H.C., Caspari K., "A Generalized Technique for Spectral Analysis", IEEE Trans. Computers, V. C-19, № 1, 1970. - pp. 16-25.
4. ARIB Standart: Transmission system for digital satellite broadcasting, STD-B20, Version 3.0. – ARIB, May 2001. – 56 p.
5. ARIB Standart: Transmission system for digital terrestrial television broadcasting, STD-B31, Version 2.2. – ARIB, March 2014. – 195 p.
6. ATSC Standart: ATSC Digital Television Standart, Doc. A/53. – ATSC, January 2007. – 136 p.
7. ATSC Standart: Guide to the use of the ATSC Digital Television Standart, Doc. A/54. – ATSC, December 2006. – 110 p.
8. ATSC Standart: Physical Layer Protocol, Doc. A/322. – ATSC, June 2017. – 262 p.
9. ATSC Standart: System Discovery and Signaling, Doc. A/321. – ATSC, March 2016. – 28 p.
10. Bauml R. W., Fisher R. F. H. and Huber J. B., «Reducing of peak-to-average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping», Electronics Letters, vol. 32, no. 22, Oct. 1996., pp. 2056-2057.
11. Bhad S., Gulhane P., Hiwale A.S., "PAPR Reduction Scheme for OFDM", Procedia Technology, May 2012, pp. 109-113.
12. Byung Moo Lee, Youngok Kim, "An Adaptive Clipping And Filtering Technique for PAPR Reduction of OFDM Signals" Circuits Syst. Signal Process., November 2012, pp. 1335-1349.
13. Byung Moo Lee, Youngok Kim, and Rui J.P. de Figueiredo, "Performance Analysis of The Clipping Scheme with SLM Technique for PAPR Reduction of OFDM Signals in Fading Channels" Wireless Pers. Commun., September 2010, pp. 331-344.
14. Chen J.C., Li C.P., "Tone reservation using near-optimal peak reduction tone set selection algorithm for PAPR reduction in OFDM systems", Signal Processing Letters, Vol.17, No.11, 2010, pp. 933–936.
15. Dae-Woon Lim, Hyung-Suk Noh, Jong-Seon No, Near optimal PRT Set selection algorithm for Tone Reservation in OFDM Systems // IEEE Transactions On Broadcasting, Vol. 54, No. 3, September 2008, pp. 764-770.
16. DVB Document: Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation system for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband sattellite applications; Part 1., Doc.A171-1. – DVB, March 2015. – 115 p.
17. ETSI EN 302 307-1 V1.4.1. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband sattellite applications; Part 1. – ETSI, July 2014. – 80 p.
18. ETSI EN 302 755 V1.4.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – ETSI, July 2015. – 188 p.

19. 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, April 2014. – 188 p.
20. ETSI ES 201 980 V3.1.1. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. – ETSI, August 2009. – 221 p.
21. ETSI ES 201 980 V4.1.1. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. – ETSI, January 2014. – 195 p.
22. ETSI TS 102 606 V1.1.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Generic stream encapsulating (GSE) protocol. – ETSI, October 2007. – 25 p.
23. ETSI TS 102 831 V1.2.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). – ETSI, August 2012. – 244 p.
24. Gallager, R. G. Low Density Parity Check Codes. — Cambridge: M.I.T. Press, 1963. – 90 p.
25. Gao Jing, Wang Jinkuan, Song Xin and Wang Bin, "PAPR Reduction With Low Computational Complexity For OFDM Systems", Physics Procedia, May 2012, pp. 1401 -1407.
26. Hagenauer J., Offer E., and Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. Information Theory, IEEE Transactions on, 42(2), March 1996, pp. 429–445.
27. Han Seung Hee, Lee Jae Hong, "An Overview of Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission", IEEE Wireless Communications, April 2005, pp. 56-65.
28. Hlawatsch F., Matz G. Wireless Communications Over Rapidly Time-varying Channels, Academic Press, 2011.
29. Hochwald B.M., and S. ten Brink Achieving Near-Capacity on a Multiple-Antenna Channel. Communications, IEEE Transactions on, 51(3), Mar. 2003, pp.389–399.
30. IEEE STD 802.11a. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999.
31. IEEE STD 802.11g. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, 2003.
32. IEEE STD 802.11n. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.
33. ISO/IEC 13818-1. Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Systems, 2007. – 18 p.
34. Jeruchim M. C., Balaban P., and Shanmugan K. S., Simulation of Communication Systems, Second Edition, New York, Kluwer Academic/Plenum, 2000. – 572 c.
35. Jiang T. et al. «A Novel Multi-Block Tone Reservation Scheme for PAPR Reduction in OFDM/OQAM Systems», IEEE Trans. Broadcast, vol. 61, no. 4, Dec 2015, pp. 717-722.
36. Jiang T., Wu Y., "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM signals", IEEE Transactions on Broadcasting, VOL.54, June 2008, pp. 257-268.
37. Jun Hou, Jianhua Ge, and Jing Li "Peak-To-Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals Using PTS Scheme With Low Computational Complexity" IEEE Transactions On Broadcasting, Vol. 57, March 2011, pp. 143-148.
38. Krongold B. S., Jones D. L., "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," IEEE Trans. Broadcast., Vol. 3, Sept. 2003, pp. 258–268.

39. Krongold B. S., Jones D. L., «An Active-Set Approach for OFDM PAR Reduction via Tone Reservation», *IEEE Trans. Signal Process.* Vol. 52, no. 2, February 2004, pp. 495-509–268.
40. Louis L. Scharf. *Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis*, First Edition, Addison-Wesley, 1991.
41. Meng Li. Design, implementation and prototyping of an iterative receiver for bit-interleaved coded modulation system dedicated to DVB-T2. Signal and image processing. Telecom Bretagne, Universite de Bretagne-Sud, 2012.
42. Meymanatabadi S., Musevi J., Mozaffari B., "Selected Mapping Technique for PAPR Reduction without Side Information Based on m-Sequence" *Wireless Pers. Commun.*, December 2012.
43. Schulze H., Luders C., *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, Chichester , John Wiley & Sons Ltd, 2005. – 58 c.
44. Sebastien Aubert. *Advanced Techniques for Achieving Near Maximum-Likelihood Soft Detection in MIMO-OFDM Systems and Implementation Aspects for LTE/LTE-A*. Electronics. INSA de Rennes, 2011.
45. Shen Y., Martinez E., *Channel Estimation in OFDM systems*, Freescale Semiconductors, 2006.
46. Song Jian, Zhang Chao. Technical Review on DTMB-Advanced (DTMB-A) Standard. International Conference on Engineering and Telecommunication, Nov 29 2016. P.128 – 133.
47. Song Jian. *Digital Terrestrial Television Broadcasting: Technology and System*. John Wiley & Sons. Jul 13, 2015.
48. Song Jian. DTMB. Technical review of the Chinese digital terrestrial television broadcasting standart (DTMB). DTV Technology R&D Center Tsingua University. Dec. 18, 2006.
49. Tellado J., “Peak to average power reduction for multicarrier modulation”, Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, USA, 2000.
50. Tse D., Pramod Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
51. Vaseghi Saeed V. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*, Second Edition, New York: John Wiley, 2000.
52. Wang Yong, Ge Jianhua, Wang Linhua and Li Jing, "Reduction of PAPR of OFDM signals Using Nonlinear Companding Transform", *Wireless Pers Commun*, August 2012, pp. 383-397.
53. Xiao Vue, Bai WenLing, Dan LiLin, WU Gang and LI ShaoQian, "Performance Analysis of Peak Cancellation in OFDM Systems", *Science China Information Sciences*, Vol. 55, April 2012, pp. 789-794.
54. Yan H., Feher K., "Improved modulation techniques for wireless communications: raised cosine filtered FQPSK - FQPSK (RC)" // *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 43, No. 2, June, 1997, p. 221-225.
55. Yang L., Siu Y. M., Soo K.K., Leung S.W and Li S.Q, "Low-Complexity PAPR Reduction Technique For OFDM Systems Using Modified Widely Linear SLM Scheme" *Int. J. Electron. Commun.*, May 2012, pp. 1006-1010.
56. Yu P. and Jin S., «A Low Complexity Tone Reservation Scheme Based on Time-Domain Kernel Matrix for PAPR Reduction in OFDM Systems», *IEEE Trans. Broadcast*, vol. 61, no. 4, Dec. 2015, pp. 710-716.
57. Zenith Electronics Corporation (Glenview, IL). Patent RE36992 VSB HDTV transmission system with reduced NTSC co-channel interference. 1994.

58. Ахмед Н., Рао К. Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. – М.: Связь, 1980. - 248 с.
59. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
60. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. – М.: Мир, 1986. - 572 с.
61. Вентцель Е. С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. – 6-е изд. стер. – М.: Высшая школа, 1999. – 576 с.
62. Горяинов В. Б., Павлов И. В., Цветкова Г. М. и др. Математическая статистика: Учеб. для вузов / Под ред. Зарубина В. С., Крищенко А. П. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. – 424 с.
63. ГОСТ Р 54309-2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Процессы формирования кадровой структуры, канального кодирования и модуляции для системы цифрового наземного узкополосного радиовещания в ОВЧ диапазоне. Технические условия.
64. ГОСТ Р 55686-2013. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Цифровой модулятор. Основные параметры и технические требования.
65. Дворкович А. В., Дворкович В. П., Иртюга В. А., Митягин К. С. Стандарт цифрового мультимедийного вещания РАВИС 2.0 // Цифровая обработка сигналов и ее применение.: Докл. 19 Междун. конф. (DSPA-2017, Москва, 29-31 марта 2017 г.). – М.: 2017. – Выпуск XIX-1. – С. 222-225.
66. Дворкович В. П., Дворкович А. В. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). – М.: Техносфера, 2012. – 1008 с.
67. Дворкович В. П., Дворкович А. В., Иртюга В. А., Тензина В. В. Как эффективно использовать каналы ОВЧ ЧМ вещания // Сборник научных статей Труды НИИР 2005. – М.: 2005. – С. 49-55.
68. Игнатъев Н. К. Дискретизация и ее приложения. - М.: Связь, 1980. - 264 с.
69. Кривошеев М. И. Основы телевизионных измерений. - М.: Радио и связь, 1989. - 608 с.
70. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. – 2-е изд., перераб. – М.: Сов. Радио, 1974. – 552 с.
71. Левченко А. С. PAPR reduction scheme for RAVIS // Embedded Computing (MECO), 6th Mediterranean Conference on Embedded Computing MECO . – 2017. – С. 364-367.
72. Левченко А. С. Демодулятор COFDM сигнала с мультипликативными шумами // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2016. – №1. – С. 36-43.
73. Левченко А. С. Разработка эквалайзера для системы цифрового радиовещания, основанной на модуляции COFDM: магистерская диссертация. НИУ «МЭИ», Москва, 2013.
74. Левченко А. С. Расчет логарифма отношения правдоподобия OFDM-сигнала при использовании техники поворота созвездия // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – №1. – С. 56-60.
75. Левченко А. С., Митягин К. С. Модифицированный метод резервирования тона для OFDM сигнала с малым числом несущих // Журнал Радиоэлектроники [электронный журнал] – М.: 2017. – Выпуск 6 – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/9/text.pdf>.
76. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985. - 248 с.
77. Оппенгейм А. В., Шафер Р. В. Цифровая обработка сигналов. - М.: Связь, 1979. - 416 с.

78. Печинкин А. В., Тескин О. И., Цветкова Г. М. и др. Теория вероятностей: Учеб. для вузов / Под ред. Зарубина В. С., Крищенко А. П. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 456 с.
79. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
80. Птачек М. Цифровое телевидение. Теория и техника. - М.: Радио и связь, 1990. - 528 с.
81. Рашич А. В. Применение блочного кодирования для снижения пик-фактора сигналов с OFDM // Труды СПбГТУ– СПб.: Издательство Политехнического университета, 2008. – №507. – С. 170-178.
82. Рашич А. В. Снижение пик-фактора случайных последовательностей многочастотных сигналов путем применения блочного кодирования и спектрально-эффективных методов манипуляции: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 – Санкт-Петербург, 2009. — 174 с.
83. Складар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
84. Федоров В. К. Стандарты цифрового телевидения первого поколения – М.: ДМК Пресс, 2015. – 312 с.
85. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. – 1978. – Т. 66, №1. – С. 60-96.
86. Цимер Р., Петерсон Р. Цифровая связь / Пер. с англ. М.: Техносфера, 1989.
87. Цифровое телевидение / Под ред. М.И. Кривошеева. - М.: Связь, 1980. - 264 с.
88. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. - М.: Иностранная литература, 1963. - 830 с.
89. Шинаков Ю. С. Два способа вычисления мощности неискаженного сигнала на выходе нелинейного устройства с амплитудно-фазовой конверсией // Радиотехника. – 2016. – №2. - С. 66-71.
90. Шинаков Ю. С. Интермодуляционные помехи для сигналов OFDM в нелинейных устройствах с амплитудно-фазовой конверсией // Проектирование и технология электронных средств. – 2012. – №3. – С. 19-24.
91. Шинаков Ю. С. Пик-фактор сигналов OFDM и нелинейные искажения в радиооборудовании систем беспроводного доступа // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – №4. – С.58-65.
92. Шинаков Ю. С. Спектральная плотность мощности помехи нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т.58, №10. – С. 1053-1064.
93. Шорин О. А. Оценка уровня интерференций для сигналов с OFDM модуляцией // Электросвязь. – 2015. – №12. – С. 55-59.



## ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты внедрения основных результатов диссертационной работы



**ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ  
«НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА «САД-КОМ»  
(ООО «НПФ «САД-КОМ»)**

105264, г. Москва, 7-ая Парковая ул., д. 24а  
Тел/факс (495) 748-18-63  
[http: www.sad-com.ru](http://www.sad-com.ru), E-mail: [dvr@sad-com.ru](mailto:dvr@sad-com.ru)  
ОКПО 73507706, ОГРН 1047796403896  
ИНН 7717511139 КПП 771901001

УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор  
ООО «НПФ «САД-КОМ»



Дворкович А.В.  
20 17 г.

**АКТ**

внедрения результатов, полученных Левченко А.С. в процессе выполнения диссертационной работы «Разработка методов повышения эффективности передающих и приёмных средств цифровых радиосистем передачи данных», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Настоящим актом подтверждается, что в период 2013-2017 г.г. ООО «НПФ «САД-КОМ» при непосредственном участии Левченко А.С. в рамках работ над оборудованием для системы цифрового наземного вещания «РАВИС» использованы следующие основные результаты и предложения диссертационной работы:

1. комбинированный метод снижения пик-фактора для системы РАВИС с помощью ограниченных спектральной маской внеполосных тонов и модифицированного активного расширения созвездия;
2. метод демодуляции сигнала, позволяющий снизить вероятность битовой ошибки при приёме OFDM сигнала в многолучевом канале распространения за счет учета мультипликативной составляющей ошибки.

Начальник отдела разработки  
цифровых систем передачи данных, к.т.н.

Иртыга В.А.

**МОСКОВСКИЙ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ  
(ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ)  
ФИЗТЕХ-ШКОЛА РАДИОТЕХНИКИ И КОМПЬЮТЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
КАФЕДРА МУЛЬТИМЕДИЙНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

**СОГЛАСОВАНО**  
Директор физтех-школы радиотехники и  
компьютерных технологий МФТИ,  
д.т.н., проф.



А.Ю. Дроздов  
« 5 » сентября 20 17 г.

**УТВЕРЖДАЮ**  
Заведующий кафедрой мультимедийных  
технологий и телекоммуникаций  
ФРКТ МФТИ, д.т.н., проф.

*В.П. Дворкович*  
« 5 » сентября 20 17 г.

**АКТ**

« 5 » сентября 20 14 г.

Москва

№ \_\_\_\_\_

О внедрении результатов кандидатской диссертационной работы  
Левченко Андрея Сергеевича

Комиссия в составе профессора кафедры мультимедийных технологий и телекоммуникаций (МТТ) физтех-школы радиотехники и компьютерных технологий (ФРКТ) Московского физико-технического института (государственного университета) (МФТИ), д.т.н., чл.-корр. РАН А.В. Дворковича, доцента кафедры МТТ ФРКТ МФТИ, к.т.н. В.А. Иртюга и н.с., к.т.н. Д.Г. Макарова установила, что результаты диссертационной работы А.С. Левченко на тему «Разработка методов повышения эффективности передающих и приёмных средств цифровых радиосистем передачи данных», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, внедрены в учебный процесс кафедры МТТ ФРКТ МФТИ при разработке курса лекций, преподаваемого студентам МФТИ в рамках программы дисциплины «Цифровые системы вещания».

Члены комиссии:

*А.В. Дворкович*  
А.В. Дворкович  
*В.А. Иртюга*  
В.А. Иртюга  
*Д.Г. Макаров*  
Д.Г. Макаров

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Заявка на патент «Способ совместной оценки канала связи и мягкой демодуляции для CODFM-сигналов и устройство для его реализации»

Форма № 94 ИЗ, ПМ, ПО-2016

Федеральная служба по интеллектуальной собственности  
Федеральное государственное бюджетное учреждение

**Ф** «Федеральный институт промышленной собственности»  
(ФИПС)

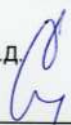
Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-3, 125993

Телефон (8-499) 240-60-15 Факс (8-495) 531-63-18

## УВЕДОМЛЕНИЕ О ПРИЁМЕ И РЕГИСТРАЦИИ ЗАЯВКИ

|                         |                   |                          |
|-------------------------|-------------------|--------------------------|
| <b>28.12.2016</b>       | <b>082954</b>     | <b>2016151737</b>        |
| <i>Дата поступления</i> | <i>Входящий №</i> | <i>Регистрационный №</i> |

|   |  |            |
|---|--|------------|
| <b>ДАТА ПОСТУПАЮЩЕГО</b><br>(Дата регистрации)<br><b>28 АЕН 2016</b><br>Ф И П С О Т Д 1 1   | (21) РЕГИСТРАЦИОННЫЙ №   | ВХОДЯЩИЙ № |
| (45) ДАТА ПЕРЕВОДА международной заявки на национальную фазу  |  |            |
| <input type="checkbox"/> (86)<br>Информация о номере международной заявки и дате международной публикации, международные регистрационные ведомости  | АДРЕС ДЛЯ ПЕРЕПИСКИ<br>(Почтовый адрес, факс и e-mail или соответствующая организация)<br>141700, Россия, RU, MO, г. Долгопрудный,<br>Институтский пер., д.9, МФТИ, отдел по<br>интеллектуальной собственности |            |
| <input type="checkbox"/> (87)<br>Номер и дата международной публикации международной заявки   | Телефон: 84954084044 Факс:<br>Адрес электронной почты: mfuagin@rfpatent.edu  |            |
| <input type="checkbox"/> (96)<br>Номер международной заявки и дата ее подачи  | АДРЕС ДЛЯ СЕКРЕТНОЙ ПЕРЕПИСКИ<br>(Указывается при подаче заявки на секретные изобретения)  |            |
| <input type="checkbox"/> (97)<br>Номер и дата публикации международной заявки   |  |            |
| <b>ЗАЯВЛЕНИЕ</b><br>о выдаче патента Российской Федерации на изобретение  | В Федеральную службу по интеллектуальной собственности<br>Бережковская наб., д. 30, корп. 1, г. Москва, Г-59, ГСП-3,<br>125993, Российская Федерация   |            |
| (54) НАЗВАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ   |  |            |
| Способ совместной оценки канала связи и мягкой демодуляции для<br>COFDM-сигналов и устройство для его реализации  |  |            |
| (71) ЗАЯВИТЕЛЬ (фамилия, имя, отчество (последнее - при наличии фамилии) либо его наименование (принадлежность или должность, учреждение/организация), место жительства или место нахождения, название страны и почтовый индекс)  | ИДЕНТИФИКАТОРЫ<br>ЗАЯВИТЕЛЯ  |            |
| Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Московский физико-технический институт (государственный университет)»  | ОГРН 1027739386135<br>КПП 772701001<br>ИНН 5080006211  |            |
| Россия, 117303, г. Москва, ул. Керенская, д.1 А, к. 1   | СНИЛС<br>ДОКУМЕНТ (серия, номер)<br>КОД СТРАНЫ (код государства)   |            |
| <input checked="" type="checkbox"/> Изобретение создано за счет средств федерального бюджета  | RU   |            |
| Заявитель является:<br><input type="checkbox"/> государственным заказчиком <input type="checkbox"/> муниципальным заказчиком<br>исполнитель работ (указать наименование)  |  |            |
| <input checked="" type="checkbox"/> исполнителем работ по:<br><input type="checkbox"/> государственному контракту <input type="checkbox"/> муниципальному контракту   |  |            |
| Соглашение о выделении субсидии от 16.10.2015 г. № 14.581.21.0015<br>закупки работ (указать наименование)<br>Министерство образования и науки Российской Федерации  |  |            |
| (74) ПРЕДСТАВИТЕЛЬ(И) ЗАЯВИТЕЛЯ (фамилия, имя, отчество (последнее - при наличии) либо наименование) или наименование организации для оказания услуг по подготовке документов или подаче в Федеральную службу по интеллектуальной собственности или выполняются услуги в силу закона) | <input type="checkbox"/> патентный поверенный<br><input type="checkbox"/> представитель по доверенности<br><input type="checkbox"/> представитель по закону  |            |

|  |    |  |
|--|----|--|
| Общее количество документов в листах   | 71 | Лицо, зарегистрировавшее документы<br><br>Совцо Ю.Д.  |
| Из них:<br>- количество листов комплекта изображений изделия<br>(для промышленного образца)  | 0  |  |
| Количество платежных документов  | 2  |  |
| Сведения о состоянии делопроизводства по заявкам размещаются на сайте ФИПС по адресу «www.fips.ru» в разделе «Информационные ресурсы / Открытые реестры» |    |  |



ИКР (Информационная карта РИД)

Регистрационный  
номер НИОКТР

Регистрационный  
номер РИД

Дата регистрации РИД

AAAA-A15-  
115122810126-6

Наименование РИД

Способ совместной оценки канала связи и мягкой демодуляции для COFDM-сигналов и устройство для его реализации

Предполагаемый вид РИД

01. Изобретение

Предполагаемое закрепление прав

Исполнитель

Ключевые слова

цифровая передача

Реферат

изобретение относится к области цифровой передачи данных, в частности, к способу и устройству совместной оценки канала и мягкой демодуляции для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. Техническим результатом изобретения является повышение точности оценки канала и эффективности процесса демодуляции с точки зрения снижения вероятности ошибки на выходе канального декодера при сохранении порядка вычислительной сложности применяемых алгоритмов.

Авторы

| № | СНИЛС      | ФИО                       | Вклад в работу        |
|---|------------|---------------------------|-----------------------|
| 1 | Нет данных | Митягин Кирилл Сергеевич  | разработка технологии |
| 2 | Нет данных | Левченко Андрей Сергеевич | разработка технологии |

Сведения о заказчике работы

| Наименование организации                              | Сокращённое наименование организации | ОКОГУ  | ОКОПФ              | ОГРН          |
|---|--------------------------------------|--|--------------------|---------------|
| Министерство образования и науки Российской Федерации | Минобрнауки России                   | 1300001 - Правительство Российской Федерации | 75000 - Учреждения | 1047796287440 |

Сведения об исполнителе работы

| Наименование организации   | Сокращённое наименование организации   | ОКОГУ   | ОКОПФ   | ОГРН          |
|--|--|---|---|---------------|
| федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Московский физико-технический институт (государственный университет)" | Московский физико-технический институт (государственный университет), Московский физико-технический институт, МФТИ | 1322500 - Министерство образования и науки Российской Федерации | 75101 - Федеральные государственные автономные учреждения | 1027739386135 |

Фамилия, инициалы

Должность

Руководитель организации

Аушев Т.А.-Х.

проректор

О.В. Маровицкий

Отдел  
по интеллектуальной  
собственности





Руководитель работы

Фамилия, инициалы

Должность

Подпись

Дворкович В.П.

главный научный сотрудник



Место для печати

РИД не подтвержден Заказчиком

Blank rectangular box for information input.

Blank rectangular box for information input.

Blank rectangular box for information input.

Blank rectangular box for information input.

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

| № п/п | № документа | Дата | Содержание | Исполнитель |
|-------|-------------|------|------------|-------------|
|       |             |      |            |             |

Blank line for additional information or signature.



ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ