

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ (НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»**

На правах рукописи



Казачков Виталий Олегович

**ИДЕНТИФИКАЦИЯ И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА СТАНДАРТА LTE**

05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
Доцент, кандидат технических наук  
Важенин Николай Афанасьевич

Москва, 2015

## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Введение .....</b>	<b>3</b>
<b>ГЛАВА 1. Анализ методов идентификации и оценки параметров сигналов.....</b>	<b>7</b>
1.1    Методы идентификации и оценки параметров цифровых сигналов .....	7
1.2    Идентификация и оценка параметров сигналов LTE .....	10
1.3    Выводы.....	11
<b>ГЛАВА 2. Разработка тестовой модели сигнала LTE.....</b>	<b>12</b>
2.1    Основные особенности стандарта LTE.....	12
2.2    Структура и характеристики тестовой модели сигнала LTE.....	22
2.3    Верификация имитационной модели .....	30
2.4    Выводы.....	38
<b>ГЛАВА 3. Методы идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE.....</b>	<b>39</b>
3.1    Определение занимаемой полосы LTE сигнала.....	39
3.2    Идентификация LTE сигнала.....	48
3.3    Детектирование синхросигнала.....	50
3.4    Определение направления передачи LTE сигнала .....	60
3.5    Выводы.....	61
<b>ГЛАВА 4. Распознавание структуры сигналов на поднесущих.....</b>	<b>63</b>
4.1    Идентификация сигналов с ФМ и КАМ модуляцией.....	63
4.2    Определение текущего отношения сигнал/шум в полосе сигнала .....	66
4.3    Выводы.....	74
<b>ГЛАВА 5. Программно-алгоритмический комплекс для идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE.....</b>	<b>75</b>
<b>Заключение.....</b>	<b>101</b>
<b>Список сокращений и условных обозначений .....</b>	<b>104</b>
<b>Список литературы .....</b>	<b>107</b>

## Введение

Современные тенденции развития систем мобильной связи предъявляют к последним серьезные требования не только с точки зрения высокого качества связи, но и с точки зрения обеспечения высоких скоростей передачи информации. По данным ежегодного прогноза Cisco® Visual Networking Index™ Global Mobile Data Traffic Forecast for 2013 to 2018 ("Индекс развития визуальных сетевых технологий: прогноз развития мирового мобильного трафика на 2013-2018 гг."), объем мирового мобильного трафика за ближайшие 4 года вырастет в 11 раз и в 2018 г. может составить 190 эксабайт [1]. Во многом такие темпы роста трафика обусловлены интенсивными темпами развития индустрии по производству мобильных устройств (телефонов, смартфонов, планшетов и т.д.), а также высокой популярностью таких устройств у пользователей. Справиться с задачей обеспечения потребностей современных абонентов мобильных сетей позволит внедрение технологий подвижной радиосвязи четвертого поколения (fourth generation - 4G).

Одним из представителей 4G технологий является стандарт LTE (Long Term Evolution, дословно с англ. долговременное развитие), разработанный консорциумом 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Стандарт LTE основан на применении технологии ортогонального частотного разделения каналов (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Ключевыми характеристиками стандарта являются: возможность передачи данных на больших скоростях (целевое значение 1 Гбит/с для нисходящего направления), возможность работы с абонентами, передвигающимися на скорости до 350 км/ч, возможность масштабирования полосы сигнала (1,4, 3, 5, 15, 15, 20 МГц), с 10 релиза поддерживается агрегация до 5 несущих, что предоставляет возможность создания системы с полосой сигнала в 100 МГц и т.д. [2-5] Эти особенности делают стандарт LTE перспективным направлением развития систем мобильной связи, а исследования данной области актуальными и востребованными.

Тенденции развития сетей связи включают в себя возможность совместного использования различных стандартов в одном абонентском оборудовании. Эта идеология реализовывается в системах с программируемой архитектурой, к которым относятся системы программно-определяемого радио (Software Defined Radio) и системы когнитивного радио (Cognitive Radio). Технология программно-определяемого радио позволит заменить существующее множество конструкций радиоприемников ограниченным числом аппаратных блоков, работающих под управлением программного обеспечения. Это значительно упростит конструкции, снизит их стоимость, улучшит характеристики и обеспечит поддержку любых видов модуляции. Задачи идентификации принимаемого сигнала и оценки его параметров –

ключевые в системах такого класса и от точности данных операций зависит корректная работа системы. В случае когнитивного радио, система связи использует технологию адаптивной подстройки параметров. Системы когнитивного радио обеспечивают, например, использование частотного ресурса на основе доступного на местном уровне в пределах охваченной полосы частот, что позволяет значительно повысить эффективность использования частотного диапазона, являющегося одним из основных ограниченных ресурсов. В таких системах задача оценки параметров принимаемого сигнала также является ключевой. С учетом сказанного выше, задача данной диссертации – идентификация и оценка параметров сигнала стандарта LTE, как одного из поддерживаемых стандартов в интегрированной системе связи, является востребованной и **актуальной**.

Современные исследования в области LTE в основном направлены на модификацию процедур, описанных стандартом [6-16]. При этом методы по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE без использования служебной информации практически не изучены, однако, это направление также является интересным и многообещающим. В последние 20 лет направления идентификации и слепой оценки параметров цифровых методов модуляции, в том числе и для OFDM, активно развивались и в ближайшее время могут стать перспективой дальнейшего развития так называемых интеллектуальных приемников.

Разработка специализированных методов для стандарта LTE позволит повысить точность методов, разработанных для OFDM в целом. Исследования данной области в дальнейшем могут способствовать внедрению таких методов в реальное оборудование для повышения точности процедур, описанных стандартом, что в свою очередь способствует дальнейшему развитию систем и сетей подвижной радиосвязи. В перспективе на основе таких методов возможна разработка систем сотовой связи с меньшим количеством опорных и служебных сигналов, что позволит использовать освобожденные ресурсы для передачи информации от абонентов, повысить эффективность использования выделенных частотных ресурсов, а также повысить скорость передачи данных. Перечисленное выше подтверждает, что разработка методов идентификации и оценки параметров для сигнала стандарта LTE является актуальной задачей, направленной на дальнейшее развитие систем мобильной связи.

### **Цель работы и решаемые задачи**

Таким образом, целью работы является разработка и исследование математических моделей, методов и алгоритмов для идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE на основе априорной информации о структуре и характеристиках такого сигнала. В соответствии с указанной целью в данной работе ставятся следующие задачи:

1. Анализ существующих методов идентификации и оценки параметров.

2. Разработка алгоритма автоматической идентификации для сигнала стандарта LTE.
3. Разработка алгоритмов для оценки параметров сигнала стандарта LTE.
4. Имитационное моделирование и исследование разработанных алгоритмов.

### **Научная новизна работы**

1. Разработан алгоритм автоматического распознавания LTE сигнала.
2. Разработана методика определения полосы сигнала стандарта LTE. На имитационной модели в ходе анализа экспериментальных данных показана эффективность данной методики при наличии помех в канале.
3. Разработана методика определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу.
4. Исследовано влияние ошибок символьной синхронизации на точность разработанной методики определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу.
5. Предложена методика вычисления корреляционной функции для последовательностей Задова-Чу. Методика обеспечивает более высокую точность вычисления максимума корреляционной функции при наличии шума в канале и частотной отстройки в сравнении с классическим методом.
6. Модифицирована методика идентификации вида модуляции на поднесущих для сигнала стандарта LTE.

### **Практическая ценность работы**

Практическая ценность работы заключается в том, что предложенные методики и алгоритмы идентификации и оценки параметров позволяют выполнить данные операции даже при низких значениях отношения сигнал/шум и на фоне воздействия замираний, что делает возможным их применение в реальных программно-определяемых радиосистемах, в системах когнитивного радио, в системах анализа цифровых сигналов, при решении задач радиомониторинга и радиоразведки. Выявлено, что циклический префикс может использоваться не только для борьбы межсимвольной интерференцией и выполнения процедуры символьной синхронизации, но и для идентификации и оценки полосы сигнала стандарта LTE. Также результаты работы используются в цикле учебной дисциплины «Модельно-ориентированное проектирование систем подвижной радиосвязи» по специальности 210402 «Средства связи с подвижными объектами», а также учебной

дисциплины «Модельно-ориентированное проектирование инфокоммуникационных систем» по направлению подготовки 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

### **Методы исследования**

Для решения поставленных задач использовался аппарат математической статистики и теории вероятности, теории электрической связи, методы математического анализа, а также имитационное моделирование в среде Matlab/Simulink.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Разработанная методика автоматического распознавания LTE сигнала обеспечивает вероятность правильной идентификации не менее 85% при отношении сигнал/шум от -5 до 30 дБ на фоне АБГШ и замираний.

2. Разработанная методика определения полосы сигнала стандарта LTE обеспечивает вероятность правильной оценки не менее 85% при отношении сигнал/шум от -5 до 30 дБ на фоне АБГШ и замираний.

3. Предложенная методика определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу, обеспечивает СКО оценки не более 0.11 дБ в диапазоне значений отношения сигнал/шум от -5 до 30 дБ.

4. Предложенная методика вычисления корреляционной функции для последовательностей Задова-Чу позволяет добиться снижения вероятности ложного определения максимума корреляционной функции до 18% при наличии частотной отстройки до 7.5 кГц при отношении сигнал/шум 0 дБ на фоне АБГШ и замираний. При отсутствии частотной отстройки методика превосходит по точности известные при отношении сигнал/шум менее 12 дБ и позволяет снизить вероятность ложного определения максимума корреляционной функции до 15%.

5. Модифицированная методика идентификации вида фазовой модуляции (ФМ) на поднесущих для сигнала стандарта LTE обеспечивает вероятность правильной идентификации не менее 99% при SNR до -5 дБ для ФМ-2 и не менее 99% для ФМ-4 при SNR до 0 дБ.

### **Достоверность**

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректностью исходных положений и преобразований при составлении математических описаний предложенных методов и подтверждается в частных случаях совпадением результатов имитационного моделирования с ранее известными результатами других авторов. Также достоверность результатов подтверждается успешной верификацией разработанной модели сигнала стандарта LTE в среде MATLAB/Simulink.

# ГЛАВА 1. Анализ методов идентификации и оценки параметров сигналов

## 1.1 Методы идентификации и оценки параметров цифровых сигналов

Методы идентификации цифровых методов модуляции можно разделить на два основных класса [17-20]: методы на основе теории распознавания образов (часто обозначаемые в зарубежной литературе как *pattern recognition*) [21] и методы на основе теории принятия решений (в зарубежной литературе *decision theoretic*) [22-24].

Для методов первого класса процедуру идентификации можно разделить на два этапа: на первом этапе происходит извлечение признака или набора признаков из принятого сигнала, искаженного шумами и различными эффектами канала связи, на втором этапе полученная оценка признаков сравнивается с теоретическим набором значений опорных признаков, после чего окончательное решение выносится путем выбора ближайшего опорного признака в соответствии с некоторой метрикой. Упрощенная структурная схема метода представлена на рисунке 1.1.



Рисунок 1.1 - Классификатор на основе теории распознавания образов

Преимущество такого подхода - это надежность и низкая вычислительная мощность, также методы на основе распознавания образов нечувствительны к отдельным характеристикам сигнала. Поэтому методы распознавания образов в настоящее время широко используются для распознавания модуляции. По данному направлению существует множество публикаций, предлагающих различные признаки для идентификации вида модуляции сигнала, но стоит отметить, методы на основе распознавания образов принято считать субоптимальными. С другой стороны, применение полученных таким образом решений ограничивается конкретным набором систем.

Методы второго класса, основанные на теории принятия решений, также можно разделить на две группы: первые используют для проверки гипотез метод максимального правдоподобия, вторые - минимального расстояния. Упрощенная структурная схема

классификатора на основе проверки гипотез по методу правдоподобия представлена на рисунке 1.2.

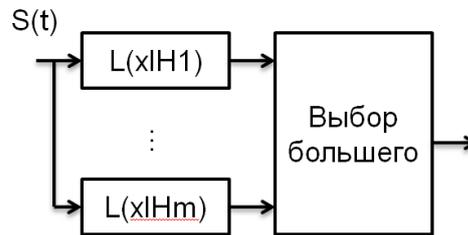


Рисунок 1.2 - Классификатор на основе критерия максимума правдоподобия

Такие методы считаются оптимальными, они обеспечивают высокую точность и эффективность, но при этом существенным недостатком становятся высокие требования к производительности вычислительных ресурсов для случаев большого количества гипотез. Кроме того метод чувствителен к отклонениям статистической модели от предполагаемой, например при фазовом и частотном сдвиге, замираниях и импульсных помехах.

Учитывая достоинства и недостатки методов на основе теории распознавания образов и методов на основе теории принятия решений в данной работе наибольший интерес представляют именно методы на основе теории распознавания образов.

В методах на основе теории распознавания образов в качестве признаков может использоваться, например [18]:

1. Максимальное значение спектральной плотности мощности для нормированной центрированной амплитуды :

$$\gamma_{\max} = \frac{\max |FFT(\frac{S(n)}{m_a} - 1)|^2}{N_s} \quad (1.1)$$

где  $DFT$  – дискретное преобразование Фурье,  $S(n)$  - принимаемый сигнал,  $m_a$  - математическое ожидание принимаемого сигнала,  $N_s$  - количество анализируемых отсчетов,  $\max$  - операция вычисления максимума.

2. Девиация абсолютного значения центрированной нелинейной компоненты мгновенной фазы:

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{N_s} (\sum \varphi_{NL}^2(i)) - \left( \frac{1}{N_s} \sum |\varphi_{NL}(i)| \right)^2} \quad (1.2)$$

где  $\varphi_{NL}$  – центрированная нелинейная компонента мгновенной фазы,  $N_s$  - количество анализируемых отсчетов.

3. Девиация центрированной нелинейной компоненты мгновенной фазы:

$$\sigma_{dp} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left( \sum \varphi_{NL}^2(i) \right) - \left( \frac{1}{N_s} \sum \varphi_{NL}(i) \right)^2} \quad (1.3)$$

4. Спектральная симметрия относительно несущей частоты:

$$P = \frac{P_L - P_U}{P_L + P_U}$$

$$P_L = \sum_{n=1}^{f_{cn}} |X[n]|^2, \quad P_U = \sum_{n=f_{cn}+2}^{2f_{cn}+1} |X[n]|^2, \quad X(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} x[k] e^{-jkn2\pi/N_s}, \quad f_{cn} = \frac{f_c N_s}{f_s} - 1 \quad (1.4)$$

где  $X[n]$  - дискретное преобразование Фурье (ДПФ) сигнала.

5. Девиация абсолютного значения центрированной нелинейной компоненты мгновенной амплитуды:

$$\sigma_{aa} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left( \sum_{i=1}^{N_s} \sum a_{cn}^2(i) \right) - \left( \frac{1}{N_s} \sum |a_{cn}(i)| \right)^2} \quad (1.5)$$

6. Девиация абсолютного значения центрированной нелинейной компоненты мгновенной частоты:

$$\sigma_{af} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left( \sum f_N^2(i) \right) - \left( \frac{1}{N_s} \lceil f_N(i) \rceil \right)^2} \quad (1.6)$$

где  $f_N(i)$  – нормированная центрированная мгновенная частота.

7. Девиация центрированной мгновенной амплитуды:

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left( \sum_{i=1}^{N_s} \sum a_{cn}^2(i) \right) - \left( \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} |a_{cn}(i)| \right)^2} \quad (1.7)$$

8. Эксцесс нормированной центрированной мгновенной амплитуды:

$$k_a = \frac{E\{a_{cn}^4(i)\}}{\{E\{a_{cn}^2(i)\}\}^2} \quad (1.8)$$

где  $a_{cn}$  – нормированная центрированная мгновенная амплитуда.

9. Эксцесс нормированной центрированной мгновенной частоты:

$$k_f = \frac{E\{f_N^4(i)\}}{\{E\{f_N^2(i)\}\}^2} \quad (1.9)$$

где  $f_N$  – нормированная центрированная мгновенная частота.

Также в качестве ключевых параметров применяются: корреляция между синфазной и квадратурной компонентами сигнала, дисперсия интервала пересечения нуля (zero-crossing), дисперсия величины вейвлет преобразования сигнала после удаления пиков, функция плотности вероятности фазы и ее статистические моменты, моменты, кумулянты и циклические кумулянты самого сигнала и т.д [17]. Исследованию методов на основе теории распознавания образов посвящены работы [25-38].

Аналогичные подходы используются и для оценки параметров OFDM сигналов, также зачастую применяются методы на основе корреляционных свойств и свойств циклостационарности. К основным оцениваемым параметрам OFDM систем можно отнести: полосу сигнала, количество поднесущих, длительность символа, длительность защитного интервала, параметры временной и частотной отстройки, отношение сигнал/шум и т.д. Исследованию методов оценки параметров OFDM систем посвящены работы [39-50].

## **1.2 Идентификация и оценка параметров сигналов LTE**

Современные исследования в области LTE в основном направлены на модификацию процедур, описанных стандартом. При этом методы по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE без использования служебной информации практически не изучены, однако, это направление так же является интересным и многообещающим. В последние 20 лет направления идентификации и слепой оценки параметров цифровых методов модуляции, в том числе и для OFDM, активно развивались и в ближайшее время могут стать перспективой дальнейшего развития так называемых интеллектуальных приемников. К их числу относятся системы когнитивного радио, набирающие в настоящее время системы программно-определяемого радио, различные адаптивные системы. Разработка специализированных методов для стандарта LTE позволит повысить точность методов, разработанных для OFDM в целом. Исследования данной области в дальнейшем могут способствовать внедрению таких методов в реальное оборудование для повышения точности процедур, описанных стандартом. В перспективе на основе таких методов возможна разработка систем сотовой связи с меньшим количеством опорных и служебных сигналов, что позволит использовать освобожденные ресурсы для передачи информации от абонентов, повысить эффективность использования выделенных частотных ресурсов, а также повысить скорость передачи данных. Перечисленное выше подтверждает актуальность и высокую перспективность разработки методов по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE. По данному направлению существует ограниченный круг публикаций следующих авторов: Alyaoui N., Kachouri A., Samet M., Demers F., St-Hilaire M [51,52].

## **Выводы**

В первой главе получены следующие результаты:

1. Проанализированы основополагающие работы по идентификации цифровых методов модуляции. Выявлены основные классы методов идентификации: методы на основе статистической теории распознавания образов и методы на основе статистической теории принятия решений, а так же их отличительные особенности. Установлено, что для решения поставленной в работе задачи наибольший интерес представляют методы на основе статистической теории распознавания образов.

2. Проанализированы основополагающие работы по оценке параметров сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. Выявлены основные методы, используемые для решения подобного рода задач.

3. Проанализированы работы по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE. Выявлено, что задача автоматической идентификации LTE сигнала и определения его параметров в полной мере не решена. Обоснована необходимость разработки методов и алгоритмов для решения задачи идентификации и оценки.

Т.о. задача автоматической идентификации LTE сигнала и определения его параметров является актуальной. Требуется разработка методов и алгоритмов, учитывающих ключевые особенности сигнала стандарта LTE, что в свою очередь позволит повысить точность таких методов.

## **ГЛАВА 2. Разработка модели сигналов LTE**

Для отладки и апробации разрабатываемых методов идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE необходимо создать тестовую модель генератора сигнала стандарта LTE. Вторая глава диссертации посвящена решению данного вопроса. В первой части приведен анализ основных особенностей физического уровня стандарта LTE. Во второй части приводится описание разработанной имитационной модели стандарта LTE в среде MATLAB/Simulink, основные характеристики модели, а также проводится верификация разработанной тестовой имитационной модели.

### **2.1 Основные особенности стандарта LTE [2-5, 53-55]**

Для реализации физического уровня LTE была выбрана технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов (OFDM). Кроме того, в сетях LTE используется «принцип много входов — много выходов» (MIMO), который позволяет увеличить емкость канала (пространственное мультиплексирование) и повысить надежность сигнала. Вместе эти две технологии отличают LTE от сетей третьего поколения, основанных на множественном доступе с кодовым разделением (CDMA) [53].

#### **Методы множественного доступа**

В нисходящем канале применяется принцип мультиплексирования с ортогональным частотным разделением сигналов (OFDM). Он заключается в том, что весь доступный частотный диапазон делится на несколько поднесущих, по которым данные передаются параллельно. Ортогональность частот обеспечивает отсутствие межсимвольной интерференции. За счет разделения канала на узкие полосы передаваемый сигнал затухает плавно, что позволяет отказаться от использования сложных частотных корректоров. Системы связи, основанные на OFDM, должны быть строго линейными, чтобы не нарушалась ортогональность передаваемых сигналов [53].

Каждому передатчику выделяются определенные полосы спектра так, чтобы снизить уровень шумов и избежать возникновения интерференционных помех. Исходный поток последовательных данных преобразуется в параллельный, причем скорость передачи в каждом канале уменьшается пропорционально количеству каналов. В итоге скорость передачи всего потока не меняется, однако увеличивается время передачи каждого бита, за счет чего уменьшается вероятность появления ошибки и искажений [53].

Информационные символы модулируются и комбинируются в передатчике блоком обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В приемнике производится восстановление потока данных (прямое БПФ) [53].

Обычно в канале присутствует временная дисперсия — части передаваемого сигнала принимаются с различными задержками из-за многолучевости распространения и отражений. В итоге ортогональность частично теряется, появляется интерференция как между битами внутри символа, так и между символами. Для предотвращения перекрытия в начало OFDM-символа вставляется циклический префикс  $\Delta$ , это означает разделение длительности символа  $T_S$  на полезную часть  $T_U$  и защитный интервал  $\Delta$ . Часть сигнала, передаваемая на длительности защитного интервала, является циклическим префиксом OFDM символа, т.е. на длительности защитного интервала передается копия части OFDM символа, взятая с “конца” полезного интервала [2-5, 54]. Наглядно описанная операция представлена на рисунке 2.1.

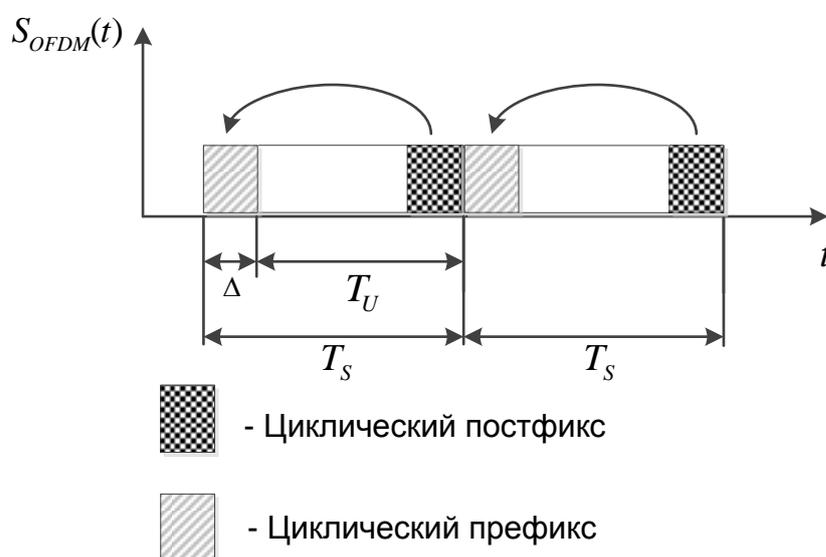


Рисунок 2.1 - Формирование циклического префикса

Достоинства технологии OFDM [53]:

1. Нечувствительность к многолучевости распространения сигнала и слабая интерференция в канале.
2. Отсутствие интерференции между ячейками сети.
3. Гибкое использование частотного спектра.
4. Эффективное использования спектра за счет ортогональности поднесущих.
5. Оптимальная скорость передачи данных для всех абонентов ячейки (для передачи выбирается наиболее подходящая поднесущая со слабым замиранием).

Несмотря на бесспорные достоинства OFDM-технологии, у нее имеется ряд недостатков. Во-первых, большая чувствительность к нестабильности частоты, которая может возникнуть из-за неидеальности схемы или эффекта Доплера, если устройство подвижно. Во-вторых, высокое отношение пиковой мощности к средней (пик-фактор), обусловленное

непоследовательным добавлением поднесущих, которое расширяет спектр сигнала и, соответственно, вызывает интерференцию в канале [53].

В восходящем канале используется множественный доступ с частотным разделением с одной несущей (Single Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA), чтобы снизить отношение пиковой мощности к средней. Низкие значения пик-фактора, кроме того, улучшают покрытие и производительность ячейки [53].

Технология SC-OFDMA реализуется в LTE с помощью дискретного преобразования Фурье, которое часто называют обобщением SC-FDMA в частотной области. Дискретное преобразование Фурье используется для мультиплексирования восходящих передач в отдельные частотные блоки, на которые разбивается полоса пропускания. Занимаемая одной несущей полоса определяется на основе требуемой скорости передачи. Данные остаются последовательными и не распараллеливаются, как это происходит в нисходящем канале (рисунок 2.2). Сигнал SC-FDMA лишен недостатков OFDM [53].

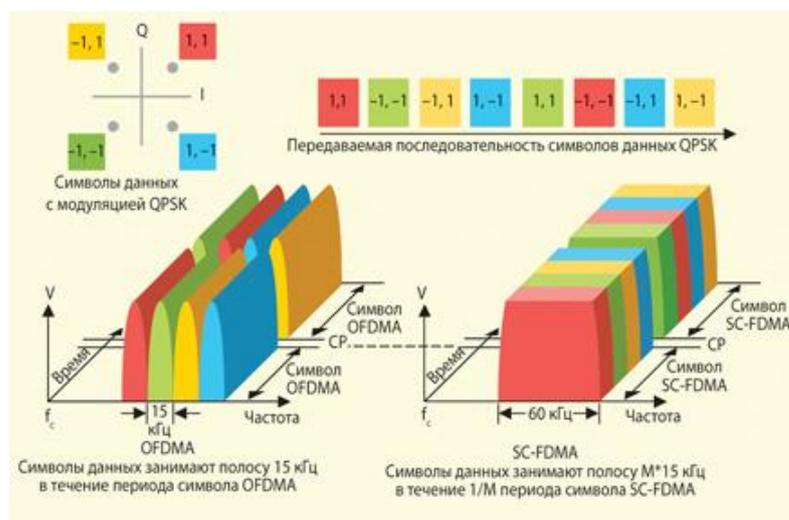


Рисунок 2.2 - Отличие OFDMA от SC-OFDMA

### Параметры физического уровня

Во временной области все промежутки времени выражаются через базовый интервал  $T_s = 1/30720000$ . Длительность пакета равна 10 мс ( $T_{frame} = 307200 T_s$ ). Каждый пакет разделен на 10 одинаковых подкадров (субкадров) длительностью 1 мс ( $T_{subframe} = 30720 T_s$ ). В свою очередь, субкадр состоит из двух слотов по 0,5 мс ( $T_{slot} = 15360 T_s$ ), содержащих 7 или 6 символов OFDM в зависимости от типа циклического префикса (нормальный или расширенный) [53].

При этом поддерживаются две структуры кадров. Одна для случая частотного дуплекса (Frequency Division Duplex, FDD), другая - для временного дуплекса (Time Division Duplex,

TDD). Сначала рассмотрим кадр для случая FDD. Каждый кадр состоит из 20 слотов длиной  $T_{slot} = 15360 \times T_s = 0.5$  мс, которые пронумерованы от 0 до 19. Кроме этого, выделяется понятие подкадра (subframe), который состоит из двух соседних слотов, то есть подкадр с номером  $i$  включает в себя слоты с номерами  $2i$  и  $2i+1$ . В случае FDD нисходящий (downlink) и восходящий (uplink) каналы передаются на разных частотах, поэтому в каждом 10 мс интервале времени имеется 10 подкадров для передачи "вниз" и 10 подкадров для передачи "вверх". На рисунке 2.3 ниже изображена структура кадра для случая FDD [55].

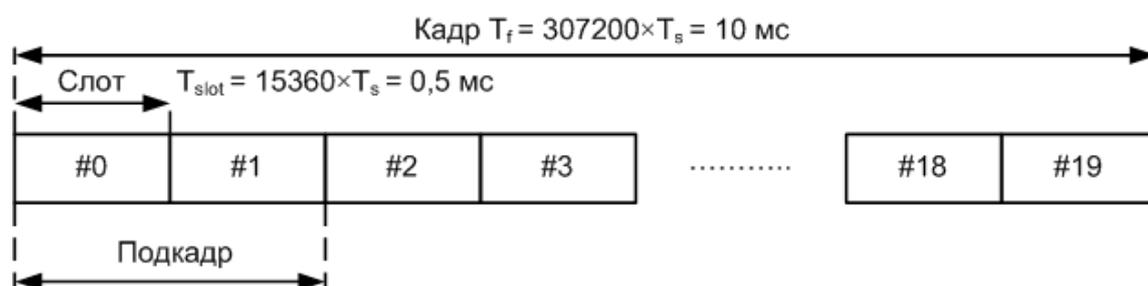


Рисунок 2.3 - Структура кадра для FDD

В случае TDD кадр так же состоит из 10 подкадров длиной 1 мс. Однако, в отличие от FDD случая, в TDD случае в некоторых подкадрах идет передача "вниз", а в некоторых "вверх". Кроме этого, существуют специальные подкадры, которые состоят из трех частей: DwPTS (Downlink Pilot Time Slot) - поля передачи "вниз", GP (Guard Period) - защитного интервала и UpPTS (Uplink Pilot Time Slot) - поля передачи "вверх". Поддерживаются две возможные конфигурации периодичности переключения с периодом переключения 5 мс и 10 мс. В случае переключения с периодом 10 мс специальный подкадр присутствует только в первой половине кадра. В случае же с 5 мс переключением специальный подкадр существует в обеих половинах кадра. Именно этот случай и представлен рисунке 2.4 [55].

Ниже в таблице 2.1 представлены все возможные конфигурации при TDD.

В таблице 2.1 буквой "D" обозначены подкадры, в которых осуществляется передача "вниз", "U" - подкадры, в которых осуществляется передача "вверх", а "S" - специальные подкадры. Как видно из таблицы, в подкадрах 0 и 5 всегда осуществляется передача "вниз", а в подкадре, следующим за специальным, всегда осуществляется передача "вверх" [55].

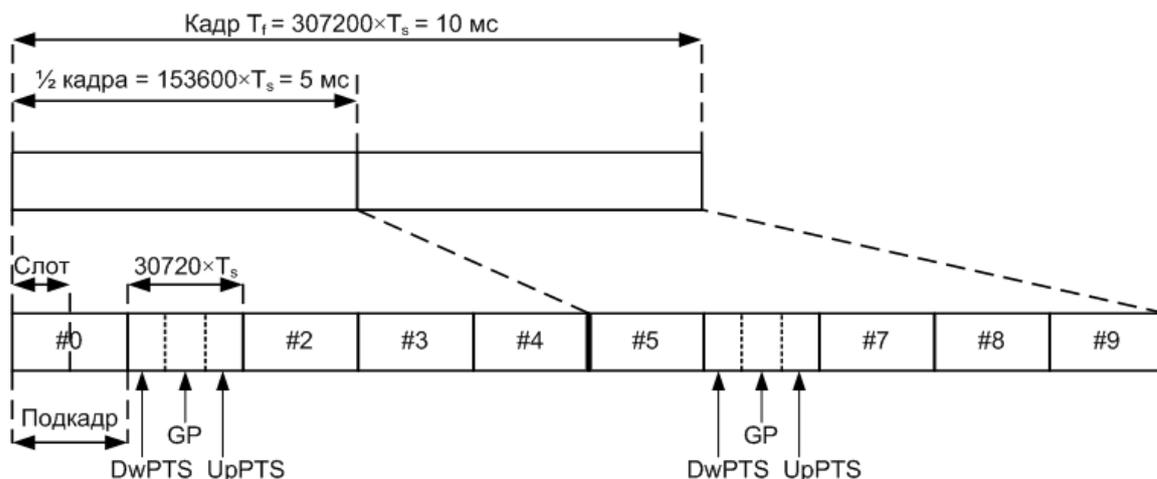


Рисунок 2.4 - Структура кадра для TDD

Таблица 2.1 - Конфигурации переключения DL/UL при TDD

Конфигурация	Период переключения	Номер подкадра									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 мс	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 мс	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 мс	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 мс	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 мс	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 мс	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

Полезная длительность OFDM-символа равна  $T_u = 2048 T_s \approx 66,7 \text{ мкс}$ . В нормальном режиме первый символ имеет циклический префикс длительностью  $T_{CP} = 160 T_s \approx 5,2 \text{ мкс}$ , оставшиеся шесть — длительностью  $T_{CP} = 144 T_s \approx 4,7 \text{ мкс}$ . В расширенном режиме циклический префикс  $T_{Cpe} = 512 T_s \approx 16,7 \text{ мкс}$ . Циклический префикс длиннее, чем типичная задержка распространения в канале [55].

Нормальный циклический префикс используется в городских ячейках и приложениях с высокой скоростью передачи данных. Он уменьшает емкость канала на 7,5%. Расширенный префикс предназначен для специальных случаев, таких как широкоэвещательная передача на много ячеек или для больших ячеек, например, в сельскохозяйственных районах. Один из способов уменьшить относительную перегрузку, создаваемую префиксами, — это уменьшить расстояние между поднесущими  $f$ , увеличив длительность символа  $T_u$ . Однако, при этом повысится чувствительность OFDM-сигнала к нестабильности частоты [53].

Количество поднесущих  $N$  лежит в диапазоне 128—2048 в зависимости от ширины канала. На практике чаще всего используется 512 или 1024 поднесущих для 5 и 10 МГц, соответственно. Расстояние между поднесущими  $\Delta f = 1/T_u = 15$  кГц. Частота выборки  $f_s = \Delta f N = 15000N$ . Базовый интервал соответствует частоте 30,72 МГц, кратной стандартной в системах широкополосного множественного доступа с кодовым разделением (Wideband Code Division Multiple Access - WCDMA) частоте обработки 3,84 МГц. Это сделано намеренно с целью создания устройств, работающих в стандартах 3G и LTE с общим тактированием. В таблице 2.2 приводятся основные параметры физического уровня для LTE в режиме FDD [53].

Всем абонентским устройствам в каждом слоте назначается диапазон канальных ресурсов — ресурсная сетка. Ячейка ресурсной сетки, ресурсный элемент (РЭ) соответствует одной поднесущей в частотной области и одному OFDM-символу во временной. Ресурсные элементы образуют ресурсный блок (РБ) — минимальную информационную единицу в канале. Ресурсный блок занимает 12 поднесущих (180 кГц) и 7 или 6 OFDM-символов в зависимости от типа циклического префикса (рисунок 2.5) [53].

Таблица 2.2 - Параметры нисходящего физического уровня LTE

Ширина канала, МГц	1,25	2,5	5	10	15	20
Длительность кадра, мс	10					
Длительность субкадра, мс	1					
Расстояние между поднесущими, кГц	15					
Частота выборки, МГц	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
Размер БПФ	128	256	512	1024	1536	2048
Количество поднесущих (в т. ч. постоянный сигнал)	76	151	301	601	901	1201
Защитные поднесущие	52	105	211	423	635	847
Количество ресурсных блоков	6	12	25	50	75	100
Ширина канала, МГц	1,140	2,265	4,515	9,015	13,515	18,015
Эффективность использования полосы, %	77,1	90				
OFDM символы/субкадр	7/6 (короткий/длинный префикс)					
Длина короткого префикса, мкс	5,2 (первый символ)/4,69 (остальные шесть)					
Длина длинного префикса, мкс	16,67					

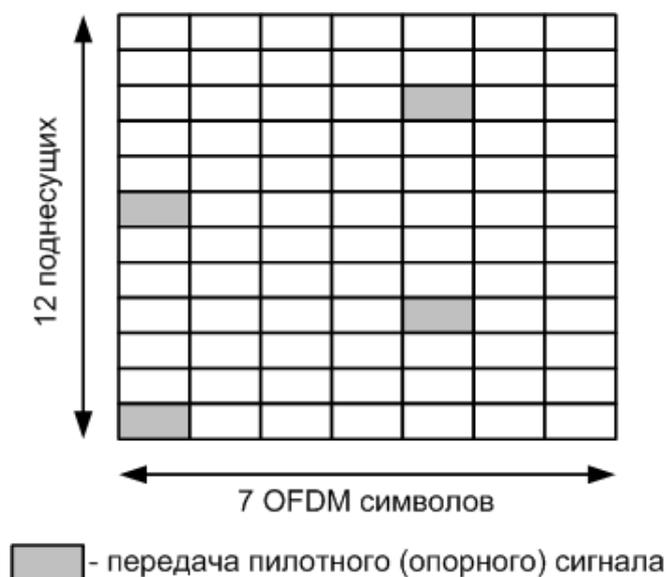


Рисунок 2.5 - Структура ресурсного блока

Передача в восходящем направлении аналогична передаче в нисходящем. Самой маленькой единицей ресурсной сетки является РЭ, состоящий из одного SC-FDMA блока данных. Ресурсный блок содержит 12 РЭ. В режиме FDD абонентскому устройству назначается несколько последовательных РБ в восходящем канале. В нисходящем канале применяется непоследовательное назначение [53].

Во временной области восходящий пакет длительностью 10 мс делится на 10 субкадров по 1 мс каждый и на 20 слотов. Слот состоит из 7 или 6 SC-FDMA-символов в случае нормального и расширенного префикса, соответственно. Длительности циклических префиксов в восходящем канале такие же, как и в нисходящем [53].

#### **Опорные сигналы при нисходящей передаче**

В отличие от пакетных сетей, в LTE нет физической преамбулы, которая необходима для синхронизации и оценки смещения несущей. Вместо этого в каждый РБ добавляются опорные и синхронизирующие сигналы, пример расположения таких сигналов представлен на рисунке 2.6. Опорный сигнал служит для непосредственного определения условий в канале передачи [53].

При нисходящей передаче опорные символы вставляются в первый и третий с конца OFDM-символ в каждом слоте на частотах, расположенных на расстоянии 6 поднесущих (что соответствует 5-му и 4-му OFDM-символам в случае нормального и расширенного префикса), На каждый РБ приходится по 4 опорных символа [53].

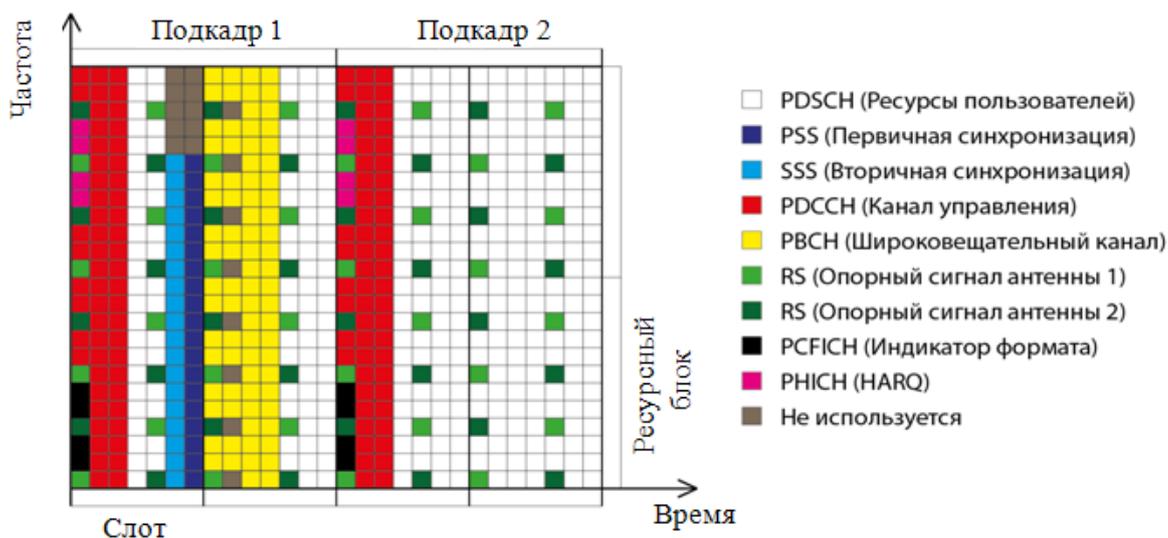


Рисунок 2.6 - Назначение ресурсных элементов

### Опорные сигналы в восходящем канале [53]

В восходящем канале определено два типа опорных сигналов: демодулированные (Demodulation Reference Signals, DM-RS) и зондирующие (Sounding Reference Signal, SRS).

Демодулированные опорные сигналы аналогичны опорным сигналам нисходящего канала. В общем информационном канале последовательность демодулированного опорного сигнала передается в четвертом или третьем SC-FDMA-символе каждого слота в зависимости от типа циклического префикса.

Зондовые сигналы служат для оценки качества канала. SRS представляет собой опорный сигнал с более широкой полосой, обычно передающийся в последнем SC-FDMA символе субкадра. В этом блоке не передаются данные пользователя, поэтому емкость восходящего канала на 7% меньше. Сигнал SRS необязателен.

### Синхронизирующие последовательности [53]

Абонентское устройство при подключении к сети проходит процедуру поиска ячейки, состоящую из нескольких стадий синхронизации, на которых определяются параметры времени и частоты, необходимые для демодуляции нисходящих сигналов и трансляции с правильной временной меткой, а также основные системные параметры.

В процессе синхронизации абонентское устройство последовательно детектирует два широкополосных сигнала: первичную (Primary Synchronization Sequence, PSS) и вторичную синхронизирующую последовательность (Secondary Synchronization Sequence, SSS). Они содержат информацию о значении времени и частоты и позволяют получить общие параметры

системы, такие как идентификатор ячейки, длина циклического префикса и режим доступа (FDD или TDD). На этой стадии может производиться декодирование сигнала PBCH для получения важной информации о системе.

Синхросигналы передаются дважды в течение одного радиокадра. Данные PSS располагаются в последнем OFDM-символе первого и 11-го слота кадра. Это позволяет абонентскому устройству определять границы слота независимо от типа циклического префикса. Сигнал PSS одинаков для всех ячеек сети.

Данные SSS располагаются в радиокадре перед полем PSS. Абонентское устройство распознает длину циклического префикса по позиции SSS.

В частотной области PSS и SSS занимают 6 центральных ресурсных блоков независимо от полосы канала. При таком подходе синхронизация может производиться даже в том случае, если абонентское устройство не получило информацию о диапазоне используемых частот. Синхронизирующая последовательность передается в радиокадре типа 1 (FDD) в последнем OFDM-символе слотов 0 и 10 (субкадры 0 и 5) и занимает 62 поднесущих, распределенных по ресурсной сетке симметрично относительно ее центральной частоты.

### **Нисходящие физические каналы [53]**

Стандартом LTE определен ряд нисходящих физических каналов для передачи информационных блоков, полученных от уровней MAC (Media Access Control) и выше. Эти каналы делятся на транспортные и каналы управления.

#### **Транспортные каналы**

1. Широковещательный канал (Physical Broadcast Channel, PBCH). Служит для широковещательной рассылки ограниченного набора параметров, необходимых для первичного доступа к ячейке (полоса нисходящего канала, структура канала PHICH (Physical Hybrid Automatic Repeat Request Indicator Channel) и 8 старших битов системного номера кадра). Эти параметры составляют главный информационный блок (Master Information Block, MIB) длиной 14 бит. Широковещательный канал доступен на всей зоне покрытия, включая границы.

Для детектирования сигнала PBCH абонентским устройством не требуется знать полосу пропускания. Данные MIB закодированы на очень низкой скорости и занимают 72 центральные поднесущие (6 РБ). Канал PBCH занимает 4 субкадра по 10 мс.

2. Общий канал (PDSCH — Physical Downlink Shared Channel). Предназначен для передачи данных пользователю.

Для предотвращения появления ошибок применяется прямая коррекция ошибок. Сигналы данных разделены в пространстве в соответствии с типом приемных антенн и модулированы QPSK, 16 QAM или 64 QAM.

Канал PDSCH может использоваться для широковещательной трансляции данных, не передаваемых по широковещательным каналам PBCH. К ним относятся, например, системные информационные блоки (System Information Blocks, SIB) и сообщения системы персонального вызова.

3. Канал групповой передачи (Physical Multicast Channel, PMCH). В этом канале определяется структура физического уровня для служб Multimedia Broadcast и Multicast (MBMS). В первую редакцию стандарта LTE они не вошли. Сигнал PMCH предназначен для сетей с одной частотой.

### **Каналы управления [53]**

Каналы управления занимают первые 1, 2 или 3 символа OFDM

1. Канал управления (Physical Downlink Control Channel, PDCCH). Используется для передачи таблиц назначения канальных ресурсов абонентским устройствам. В одном субкадре может содержаться несколько PDCCH. Сигнал модулируется QPSK.

2. Канал формата управления (Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH). Данный канал содержится в каждом субкадре в виде управляющего индикатора (Control Frame Indicator, CFI) и передает номера OFDM-символов, которые используются для трансляции сообщений канала управления PDCCH. Индикатор CFI содержит 32 бита и располагается в 16 РЭ первого OFDM-символа нисходящего кадра. Сигнал модулирован QPSK.

3. Канал гибридной процедуры повторного запроса (Physical Hybrid Automatic Repeat Request Indicator Channel, PHICH). Предназначен для подтверждения доставки данных в восходящем канале (Hybrid Automatic Repeat Request Acknowledgements - HARQ ACK/NACK). Для достоверности передача повторяется трижды. Сигнал модулирован BPSK.

### **Восходящие физические каналы [53]**

На физическом уровне в восходящем направлении определено три типа каналов: общий (Physical Uplink Shared Channel, PUSCH), управления (Physical Uplink Control Channel, PUCCH) и произвольного доступа (Physical Random Access Channel, PRACH).

Общий канал используется для передачи данных пользователя. Сигнал модулируется квадратурной модуляцией QPSK и 16 QAM (64QAM — опционально). Изначально соседние символы данных соответствуют во временной области соседним SC-FDMA-символам. Затем они разделяются по поднесущим и модулируются OFDM. После перемежения биты

скремблируются, модулируются и проходят через блок дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Применяются те же типы модуляции, что и в общем нисходящем канале.

В частотной области передача осуществляется с помощью ресурсных блоков 180 кГц, которые соответствуют используемым поднесущим. Для разнесения занимаемых частот и ослабления интерференции применяется перестройка частоты внутри второго слота.

По общему каналу передается вся управляющая информация для декодирования данных — это индикаторы транспортного формата и параметры ММО. Служебные данные мультиплексируются с информационными до выполнения ДПФ.

Канал управления предназначен для передачи индикатора качества канала (Channel Quality Indicator - CQI), сообщения о подтверждении доставки (ACK/NACK), запроса на получение расписания доступных ресурсов, а также осуществления обратной связи (передача индикаторов ранга и матрицы предварительного кодирования). Канал управления передается независимо от трафика данных. В частотной области передача идет на границе полосы. Для передачи управляющего канала используется один ресурсный блок в каждом из слотов одного субкадра.

Канал произвольного доступа применяется для запроса начальной инициализации в сети, при переходе из режима ожидания в активный и т.д. Абонентской станции назначается интервал в ресурсной сетке (номер физического ресурсного блока и номер субкадра), в течение которого она передает специальный пакет — преамбулу произвольного доступа. Всего определено 64 различных преамбулы на одну ячейку. Канал занимает 72 поднесущие (6 РБ, 1,08 МГц).

## **2.2 Структура и характеристики тестовой модели сигнала LTE**

В данной части раздела описана имитационная модель, разработанная в среде MATLAB/Simulink и предназначенная для генерации сигнала стандарта LTE. На выходе имитационной модели наблюдаются сигналы с номиналами ширины спектра, префиксами и видами модуляции, соответствующие сигналу стандарта LTE. Модель предназначена для формирования тестовых сигналов стандарта LTE для последующей апробации и отладки разрабатываемых методов распознавания и анализа радиосигнала стандарта LTE.

Обобщенная схема генерации сигнала стандарта LTE представлена на рисунке 2.7.

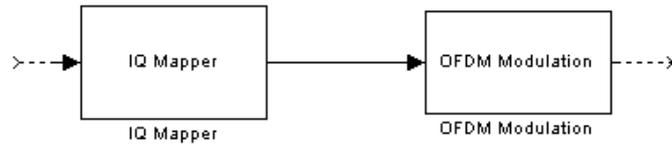


Рисунок 2.7 - Блок-схема алгоритма генерации сигнала стандарта LTE

Для формирования сигнала используется ФМ/КАМ модуляция, осуществляемая в блоке «IQ Mapper» и ОБПФ, осуществляемое в блоке «OFDM Modulation». Рассмотрим структуры блока «IQ Mapper» (рисунок 2.8) и блока «OFDM Modulation» (рисунок 2.9).

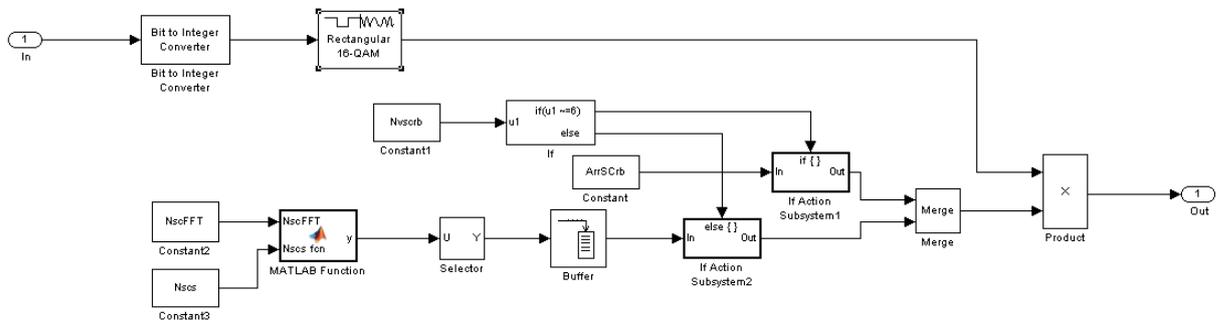


Рисунок 2.8 - Блок-схема алгоритма генерации сигнала стандарта LTE

В блоке «IQ Mapper» осуществляется QAM модуляция, и выбор набора используемых поднесущих с помощью параметра  $N_{vscrb}$  (Номер варианта использования поднесущих). Структура программного модуля позволяет организовать следующий выбор использования поднесущих:

1. Используются все поднесущие.
2. Крайняя левая поднесущая.
3. Крайняя правая поднесущая.
4. Две поднесущие по краям.
5. Две в центре.
6. Используются случайно  $N_{scs}$  (количество одновременно работающих случайных поднесущих) поднесущих.
7. Ни одной поднесущей.

За счет блока «MATLAB Function» организован случайный выбор используемых поднесущих.

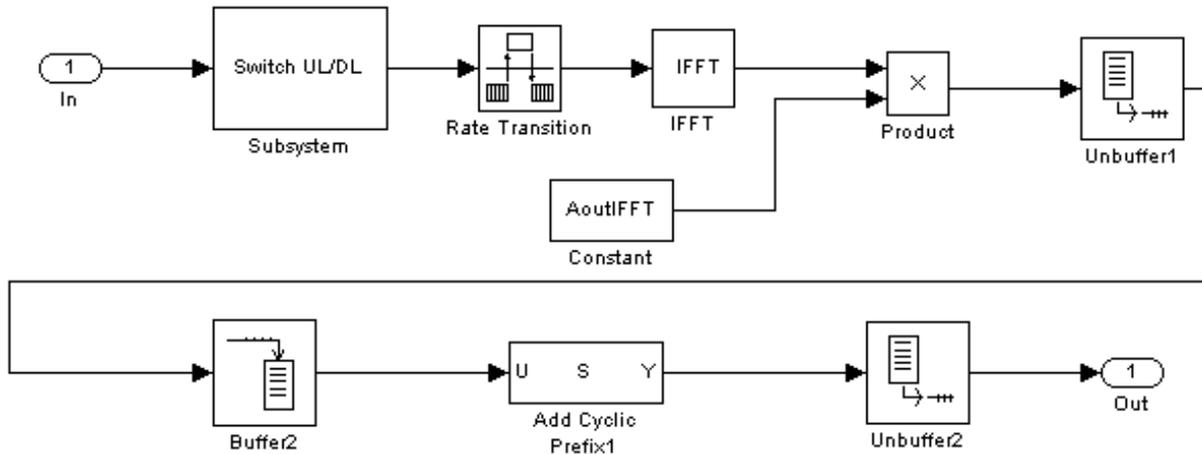


Рисунок 2.9 - Блок-схема алгоритма генерации сигнала стандарта LTE

Входными данными в блок «MATLAB Function» являются  $N_{sc}^{FFT}$  (Количество информационных поднесущих для ПБПФ) и  $N_{sc}$  (количество одновременно работающих случайных поднесущих).

В блоке «OFDM Modulation» осуществляется выбор между UL и DL (UL обуславливается наличием БПФ, используемого для уменьшения пик-фактора, также выбор UL/DL обусловлен набором синхросигналов), выполняется ОБПФ и добавляется циклический префикс для защиты от замираний в канале.

В соответствие с протоколом LTE ОБПФ осуществляется по формуле 2.1 [2-5]:

$$s_l(t) = \sum_{k=N_{IFFT}/2}^{N_{IFFT}/2-1} a_{k,l} e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f t} \quad (2.1)$$

где,  $s_l(t)$  -  $l$ -ый OFDM символ,  $N_{IFFT}$  - число отсчетов ОБПФ,  $a_{k,l}$  - содержание ресурсного элемента  $(k,l)$ ,  $\Delta f = 15\text{кГц}$  - разнос поднесущих частот. Однако, стандартные блоки системы MATLAB осуществляют ОБПФ по формуле 2.2:

$$s_l(t) = \sum_{n=1}^{N_{IFFT}} a_{n,l} \cdot e^{j2\pi(n-1)\Delta f t} \quad (2.2)$$

Это означает, что необходимо выходной поток из блока IFFT умножить на дополнительный множитель, который выводится в соответствие с выражением 2.3:

$$\begin{aligned}
s_l(t) &= \sum_{k=NIFFT/2}^{NIFFT/2-1} a_{k,l} \cdot e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f t} = \\
&= \{k = n - NIFFT/2 - 1, n = k + NIFFT/2 + 1\} = \\
&= \sum_{n=1}^{NIFF} a_{n,l} \cdot e^{j2\pi(n-NIFFT/2+1/2)\Delta f t} = \\
&= \left( \sum_{n=1}^{NIFF} a_{n,l} \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \right) \cdot e^{-j2\pi \Delta f \frac{NIFF+1}{2} t} = \\
&= \left( \sum_{n=1}^{NIFF} a_{n,l} \cdot e^{j2\pi(n-1)\Delta f t} \right) \cdot e^{-j2\pi \Delta f \frac{NIFF-1}{2} t}
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Т.о. множитель равен:

$$A_{outIFFT} = e^{-j2\pi \Delta f \frac{NIFF-1}{2} t} \tag{2.4}$$

Настройки блоков осуществляются путем запуска М-файла со значением переменных.

Ниже приведен фрагмент текста программы М-файла с основными параметрами блоков, изображенных на рисунках 2.8 и 2.9.:

```
%% Очистка Рабочей области
```

```
clear; clc;
```

```
%% Варианты функционирования генератора LTE-OFDM сигнала
```

```
Nv=1; % Номер варианта полосы канала, 1...6
```

```
Npref=2; % Номер варианта префикса Normal/Extended (1...2)
```

```
Mary=16; % Количество позиций QAM\QPSK\BPSK
```

```
Nvscrb=1; % Номер варианта использования поднесущих (1...7)
```

```
Nscs=1; % Количество одновременно работающих случайных SC (1...NscFFT) для случая
```

```
Nvscrb=6
```

```
%% Базовые параметры LTE
```

```
df=15000; % Разнос поднесущих, Гц
```

```
Tu=1/df; % OFDM-символ без префикса, с
```

```
NscRB=12; % Количество поднесущих в Ресурсном блоке (РБ)
```

%% Параметры моделирования

Tmod=1e3\*Tu; % Время моделирования, с

InSeed1=37; % Параметр генератора случайных чисел входного потока

%% Параметры для различных полос канала

dFc\_=[1.4 3 5 10 15 20]\*1e6; % Ширина полосы канала, Гц

Nrb\_=[6 15 25 50 75 100]; % Количество ресурсных блоков

Nifft\_=[128 256 512 1024 1536 2048]; % Количество отсчетов ОБПФ

%% Параметры префикса

NcpN=[10 20 40 80 120 160;...

9 18 36 72 108 144;...

9 18 36 72 108 144;...

9 18 36 72 108 144;...

9 18 36 72 108 144;...

9 18 36 72 108 144;...

9 18 36 72 108 144]; % Префиксы для Normal CP (в числе отсчетов ОБПФ)

NcpE=[32 64 128 256 384 512;...

32 64 128 256 384 512;...

32 64 128 256 384 512;...

32 64 128 256 384 512;...

32 64 128 256 384 512;...

32 64 128 256 384 512]; % Префиксы для Extended CP (в числе отсчетов ОБПФ)

Nifft=Nifft\_(Nv); % Текущая размерность ОБПФ или

% количество выборок на Tu (OFDM-символ без префикса)

% Разбиение слота на выборки

Rslot0N={ 1:Nifft,Nifft+1:2\*Nifft,2\*Nifft+1:3\*Nifft,3\*Nifft+1:4\*Nifft,...

4\*Nifft+1:5\*Nifft,5\*Nifft+1:6\*Nifft,6\*Nifft+1:7\*Nifft};

Rslot0E={ 1:Nifft,Nifft+1:2\*Nifft,2\*Nifft+1:3\*Nifft,3\*Nifft+1:4\*Nifft,...

4\*Nifft+1:5\*Nifft,5\*Nifft+1:6\*Nifft};

AddCycPrN=[1\*Nifft-NcpN(1,Nv)+1:1\*Nifft 0\*Nifft+1:1\*Nifft ...

2\*Nifft-NcpN(2,Nv)+1:2\*Nifft 1\*Nifft+1:2\*Nifft ...

3\*Nifft-NcpN(3,Nv)+1:3\*Nifft 2\*Nifft+1:3\*Nifft ...

4\*Nifft-NcpN(4,Nv)+1:4\*Nifft 3\*Nifft+1:4\*Nifft ...

5\*Nifft-NcpN(5,Nv)+1:5\*Nifft 4\*Nifft+1:5\*Nifft ...

6\*Nifft-NcpN(6,Nv)+1:6\*Nifft 5\*Nifft+1:6\*Nifft ...

7\*Nifft-NcpN(7,Nv)+1:7\*Nifft 6\*Nifft+1:7\*Nifft];

AddCycPrE=[1\*Nifft-NcpE(1,Nv)+1:1\*Nifft 0\*Nifft+1:1\*Nifft ...

2\*Nifft-NcpE(2,Nv)+1:2\*Nifft 1\*Nifft+1:2\*Nifft ...

3\*Nifft-NcpE(3,Nv)+1:3\*Nifft 2\*Nifft+1:3\*Nifft ...

4\*Nifft-NcpE(4,Nv)+1:4\*Nifft 3\*Nifft+1:4\*Nifft ...

5\*Nifft-NcpE(5,Nv)+1:5\*Nifft 4\*Nifft+1:5\*Nifft ...

6\*Nifft-NcpE(6,Nv)+1:6\*Nifft 5\*Nifft+1:6\*Nifft];

% NsmplCPslotN=sum(NcpN(:,Nv)); % Количество символов в тайм-слоте CPN

% NsmplCPslotE=sum(NcpE(:,Nv)); % Количество символов в тайм-слоте CPE

if Npref==1

AddCycPr=AddCycPrN;

NsmplCPslot=sum(NcpN(:,Nv)); % Количество символов в тайм-слоте CPN

```

Nsymslot=7;

Nsmplslot0=Nsymslot*Nifft; % Кол-во отсчетов в тайм-слоте (без префиксов) CPN
Nsmplslot=Nsmplslot0+NsmplCPslot;% Кол-во отсчетов в тайм-слоте (с префиксами) CPN
RslCP=NcpN(:,Nv); % Количество отсчетов в CP
Ncp=NcpN(:,Nv); % Задание текущего типа префиксов
elseif Npref==2

AddCycPr=AddCycPrE;

NsmplCPslot=sum(NcpE(:,Nv)); % Количество символов в тайм-слоте CPE
Nsymslot=6;

Nsmplslot0=Nsymslot*Nifft; % Кол-во отсчетов в тайм-слоте (без префиксов) CPE
Nsmplslot=Nsmplslot0+NsmplCPslot;% Кол-во отсчетов в тайм-слоте (с префиксами) CPE
RslCP=NcpE(:,Nv); % Количество отсчетов в CP
Ncp=NcpE(:,Nv); % Задание текущего типа префиксов
end

NifftMAX=Nifft_(end); % Максимальное количество поднесущих для ОБПФ
Ts0=1/(df*NifftMAX); % Базовая временная единица, с
Ts=1/(df*Nifft); % Текущее значение временной единицы, с
Tslot=Nsmplslot*Ts; % Проверка длительности слота, д.б. 0.5 мс

%% Параметры ресурсного блока (РБ)
Nrb=Nrb_(Nv); % Количество ресурсных блоков
NscFFT=Nrb*NscRB; % Количество информационных поднесущих для ПБПФ
NSlotSymbol=length(Ncp); % Количество OFDM-символов в РБ

Tsp=Ts*Ncp(1);

```

```
%% Параметры IQ-Mapper
```

```
% Варианты использования информационных частотных каналов в РБ
```

```
%-----
```

```
VarSCrb=[ones(1,NscFFT) ;... % #1 Используются все поднесущие
```

```
1 zeros(1,NscFFT-1) ;... % #2 Крайняя левая поднесущая
```

```
zeros(1,NscFFT-1) 1 ;... % #3 Крайняя правая поднесущая
```

```
1 zeros(1,NscFFT-2) 1;... % #4 Две поднесущие по краям
```

```
zeros(1,NscFFT/2-1) 1 1 zeros(1,NscFFT/2-1);... % #5 Две в центре
```

```
ones(1,NscFFT) ;... % #6 Используются случайно Nscs поднесущих
```

```
zeros(1,NscFFT)]; % #7 Ни одной поднесущей
```

```
ArrSCrb=VarSCrb(Nvscrb,:); % Весовые коэффициенты поднесущих
```

```
InSeed3=11; % Параметр генератора случайных чисел
```

```
%-----
```

```
%% Параметры OFDM Модулятора
```

```
AoutIFFT=exp(-1j*2*pi*df*(Nifft-1)*(0:Nifft-1)*Ts/2).'; %
```

```
% Nsmpl=length(AddCycPr); % Количество выборок в OFDM-символе
```

```
Nsmpl=Nifft+max(RslCP);
```

```
%% Параметры АБГШ канала
```

```
InSeed2=67; % Начальное значение для создания АБГШ канала с определенными параметрами
```

```
ISP=1;
```

```
%% Параметры OFDM Модулятора
```

```
if ULDL==2
```

```
AoutIFFT=exp(-1j*2*pi*df*(Nifft-1)*(0:Nifft-1)*Ts/2).';
```

```

AinIFFT=exp(1j*2*pi*df*(Nifft-1)*(0:Nifft-1)*Ts/2).';
else
AoutIFFT=exp(-1j*2*pi*df*(Nifft)*(0:Nifft-1)*Ts/2).';
AinIFFT=exp(1j*2*pi*df*(Nifft)*(0:Nifft-1)*Ts/2).';
end
Nsmpl=Nifft+max(RslCP); % Количество выборок в OFDM-символе

```

Численные значения в тексте программы взяты из источников [2,3,4,5,54,56].

### 2.3 Верификация имитационной модели

Точность тестовой модели обусловлена полным совпадением математического описания, прописанного в спецификациях стандарта LTE, и математического описания, используемого при создании имитационной модели. Имитационная тестовая модель генератора сигнала стандарта LTE обеспечивает полное численное совпадение значений базовых параметров, таких как: разнос поднесущих, количество поднесущих частот в ресурсном блоке, значения ширины полосы канала и соответствующие им количество ресурсных блоков, количество отсчетов ОБПФ, длительности OFDM символов без циклического префикса, длительности циклических префиксов, поддержка нормального и расширенного префикса и т.д.

Тестирование характеристик модели, для проверки соответствия спектрально временных характеристик требованиям стандарта LTE производилось в соответствии с блок схемой, изображенной на рисунке 2.10.

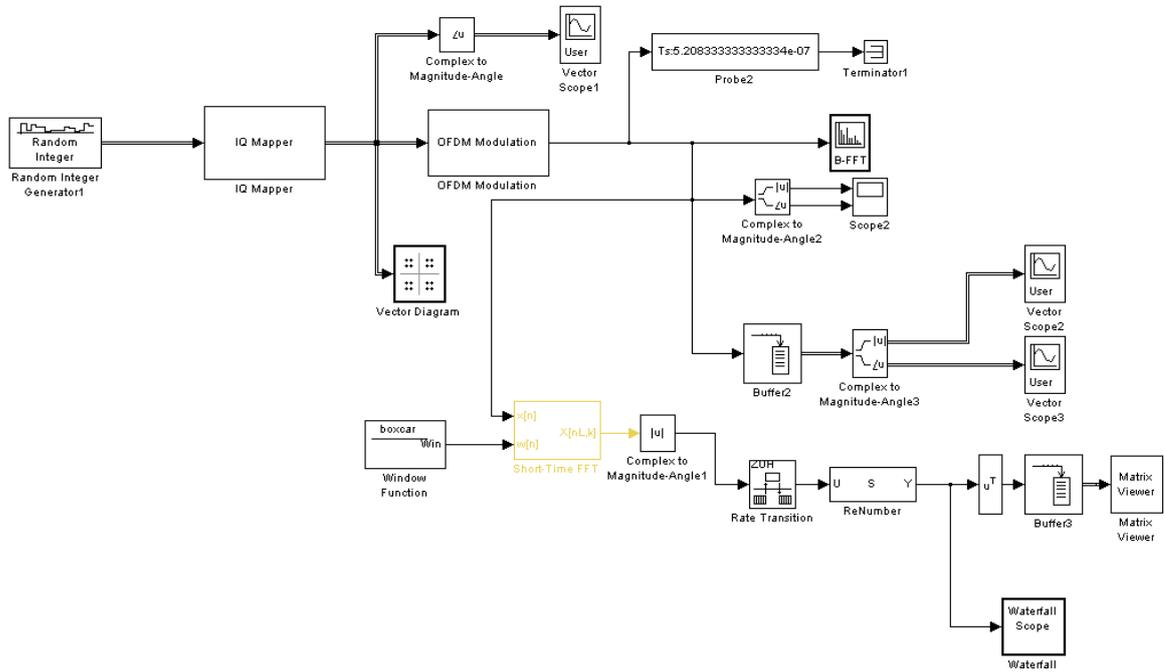
На рисунках 2.11 - 2.14 представлены сигнальные созвездия на поднесущих LTE сигнала для модуляции ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16, КАМ-16.

Пример фазы сигнала на выходе блока IQ Mapper представлен на рисунке 2.15.

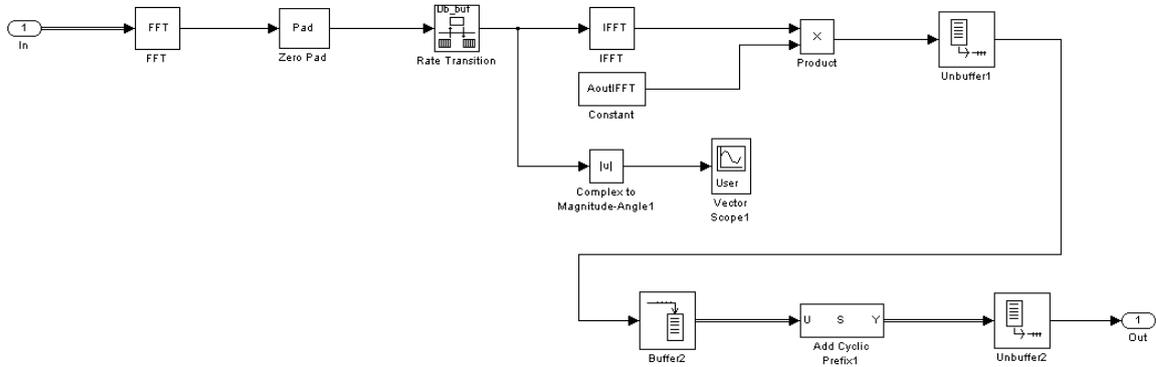
Рисунок 2.16 отображает фазу (а) и амплитуду (б) LTE сигнала на выходе имитационной модели. Рисунок 2.17 - Амплитуда сигнала после FFT и добавления нулей.

Примеры спектров сигналов представлены на рисунках 2.18-2.20. Примеры изменения спектральных характеристик со временем представлены на рисунках 2.21-2.23.

Анализ представленных характеристик подтверждает тот факт, что разработанная модель является имитационной тестовой моделью сигнала стандарта LTE и может быть применена для апробации и отладки методов идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE.



(a)



(б)

Рисунок 2.10 - Блок схема модуля испытаний. (а) – общий вид модуля, (б) – Структура блока «OFDM Modulation».

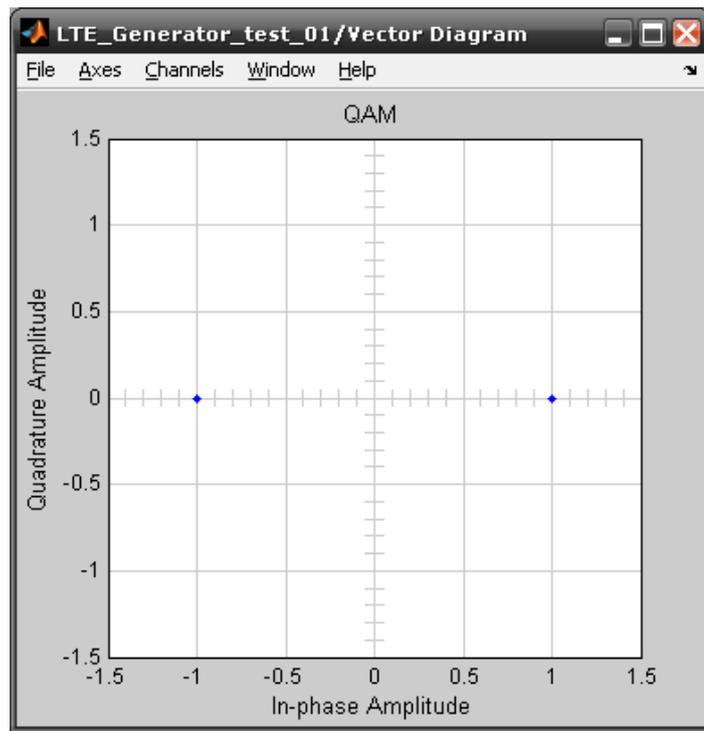


Рисунок 2.11 - Сигнальное созвездие на выходе блока IQ Mapper. ФМ-2.

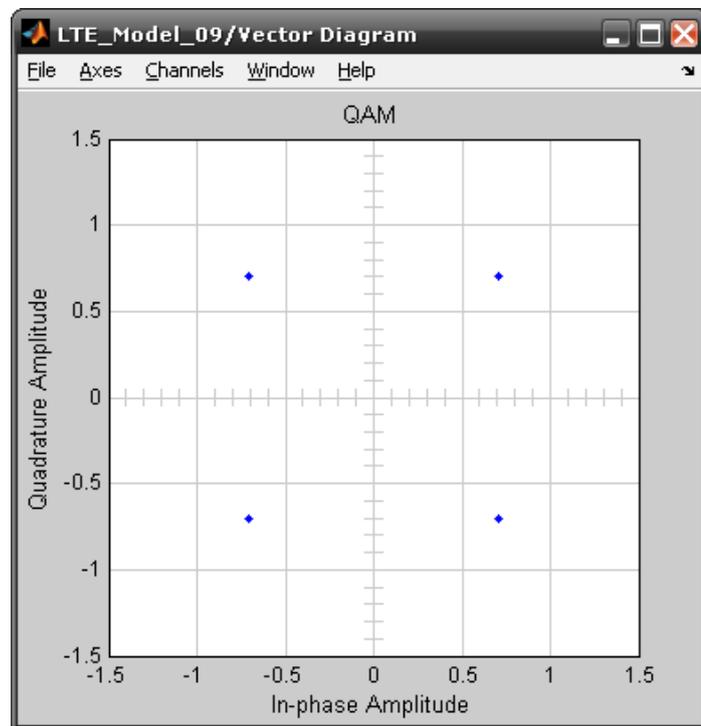


Рисунок 2.12 - Сигнальное созвездие на выходе блока IQ Mapper. ФМ-4

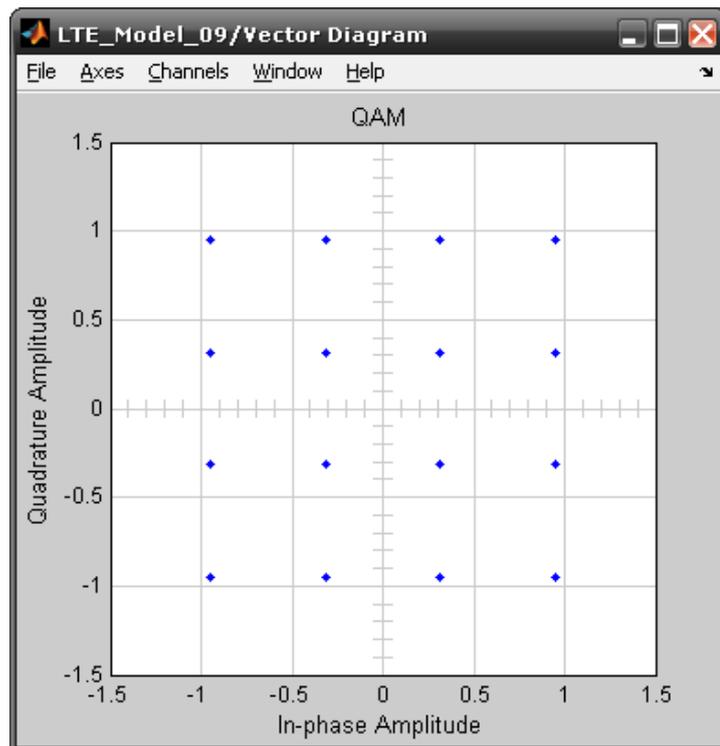


Рисунок 5.13 - Сигнальное созвездие на выходе блока IQ Mapper. КАМ-16

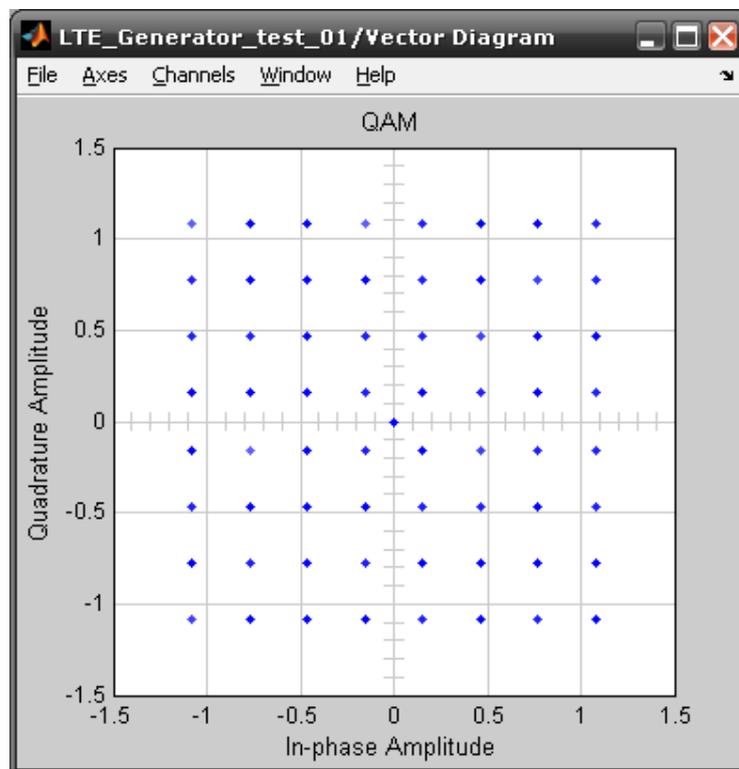


Рисунок 5.14 - Вид сигнала на выходе блока IQ Mapper. КАМ-64

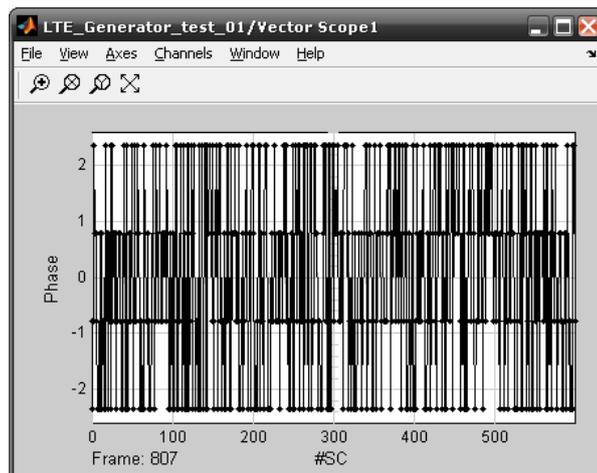
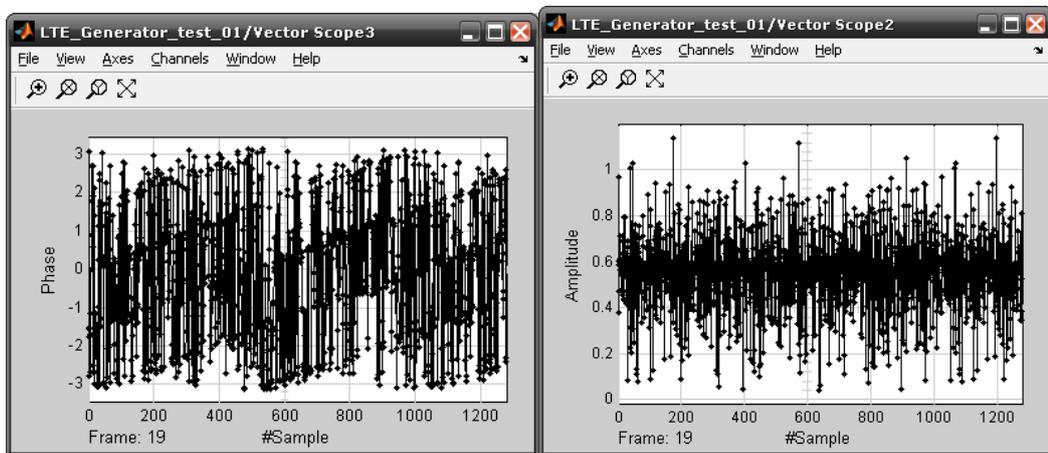


Рисунок 2.15 - Фаза сигнала на выходе блока IQ Mapper.



(а)

(б)

Рисунок 2.16 - Фаза (а) и амплитуда (б) сигнала на выходе имитационной модели

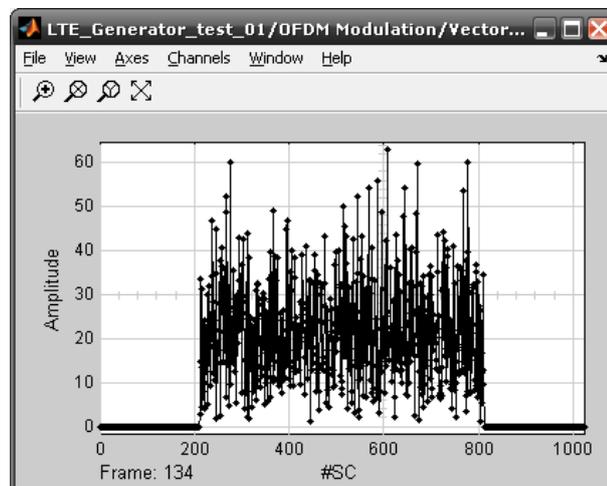


Рисунок 2.17 - Амплитуда сигнала после FFT и добавления нулей

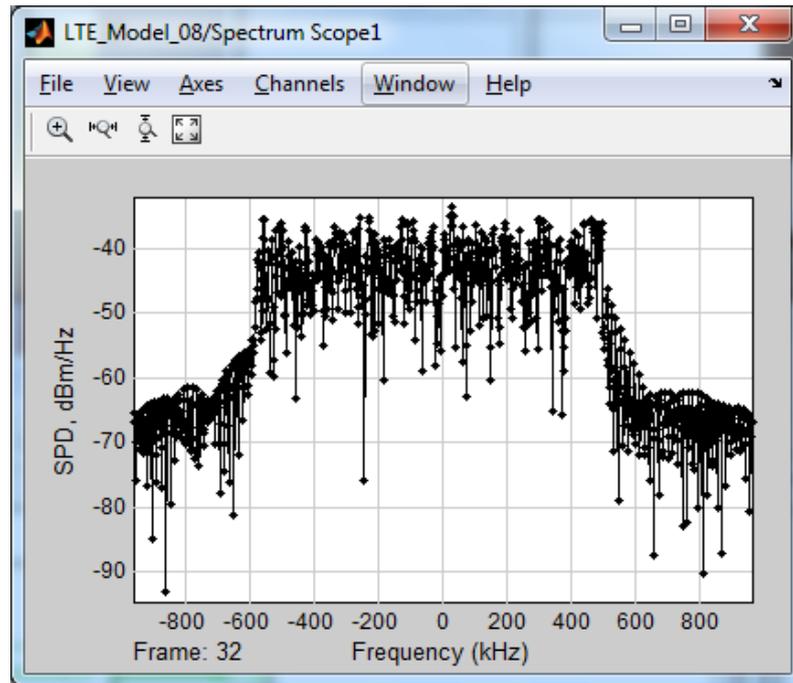


Рисунок 2.18 - Спектр сигнала LTE, полоса 1.4 МГц

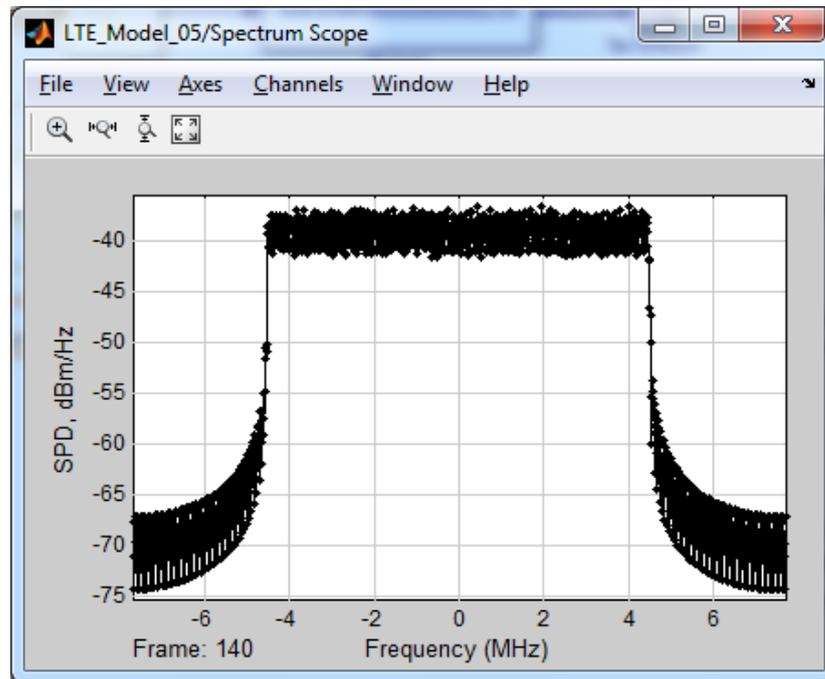


Рисунок 2.19 - Спектр сигнала LTE, полоса 10 МГц

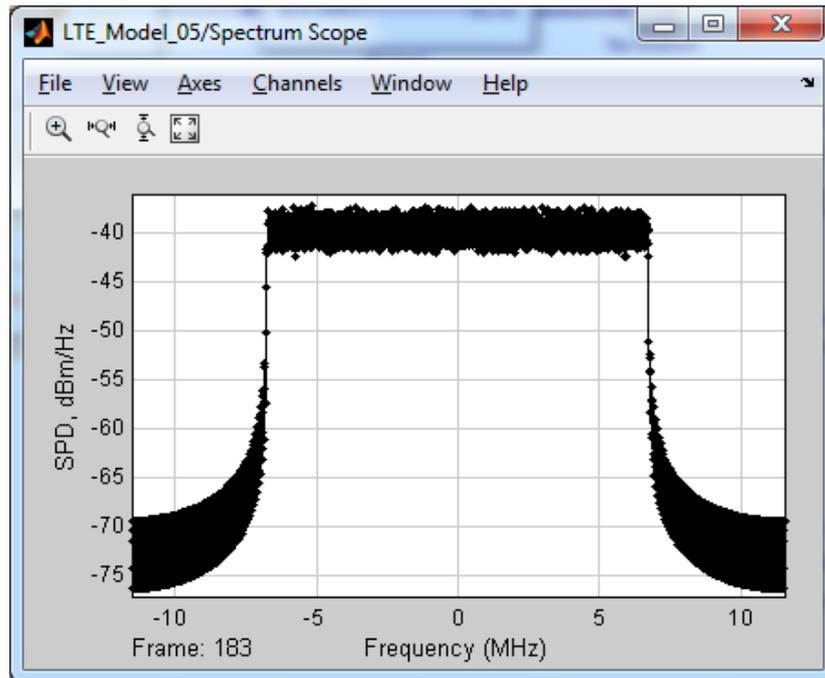


Рисунок 2.20 - Спектр сигнала LTE, полоса 15 МГц

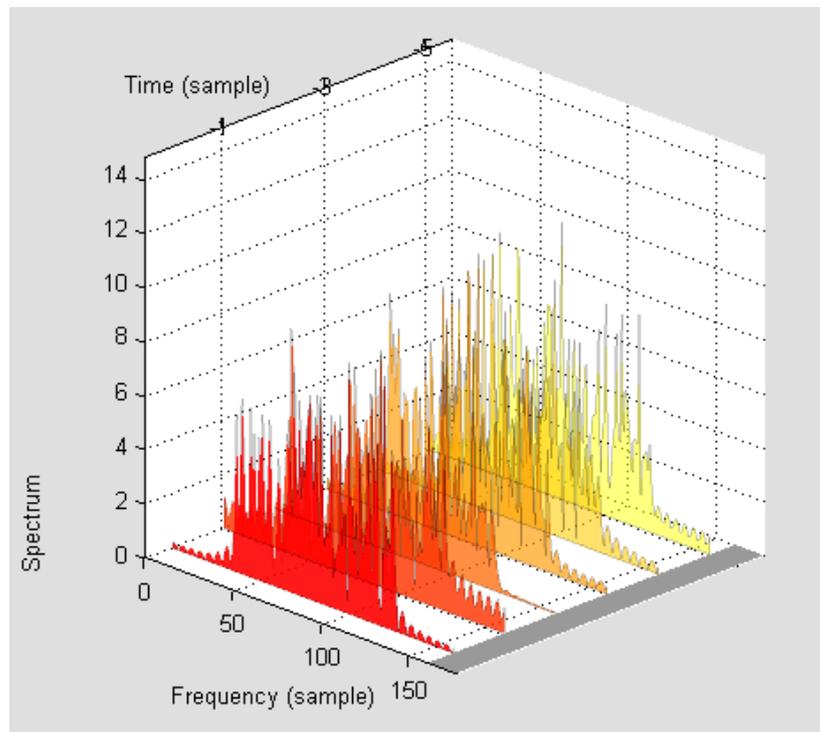


Рисунок 2.21 - Изменения спектра сигнала LTE во времени , полоса 1.4 МГц

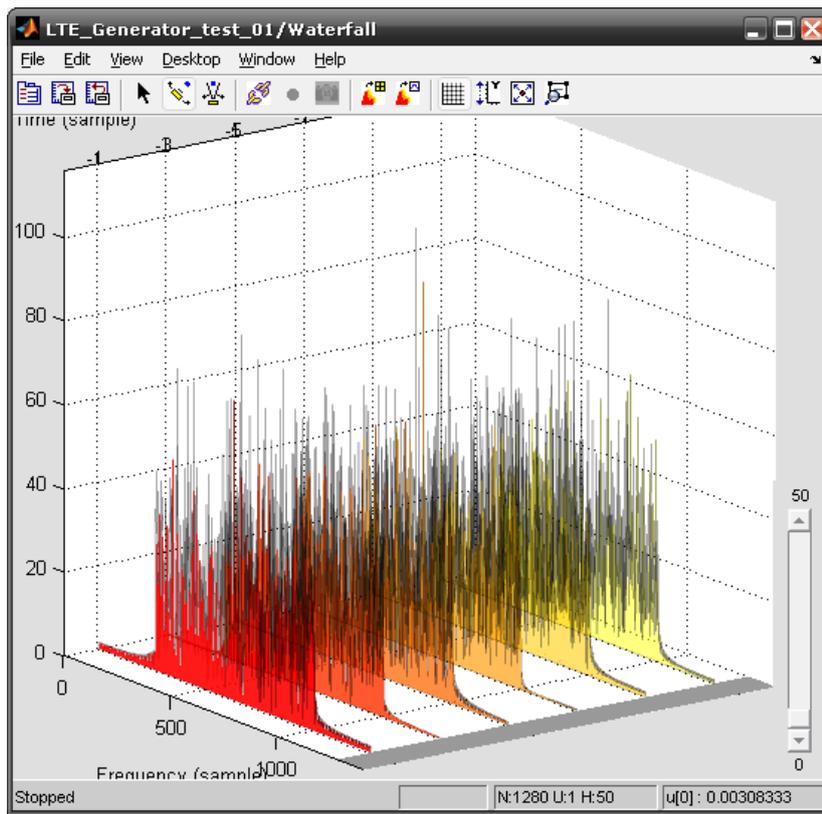


Рисунок 2.22 - Изменения спектра сигнала LTE во времени , полоса 10 МГц

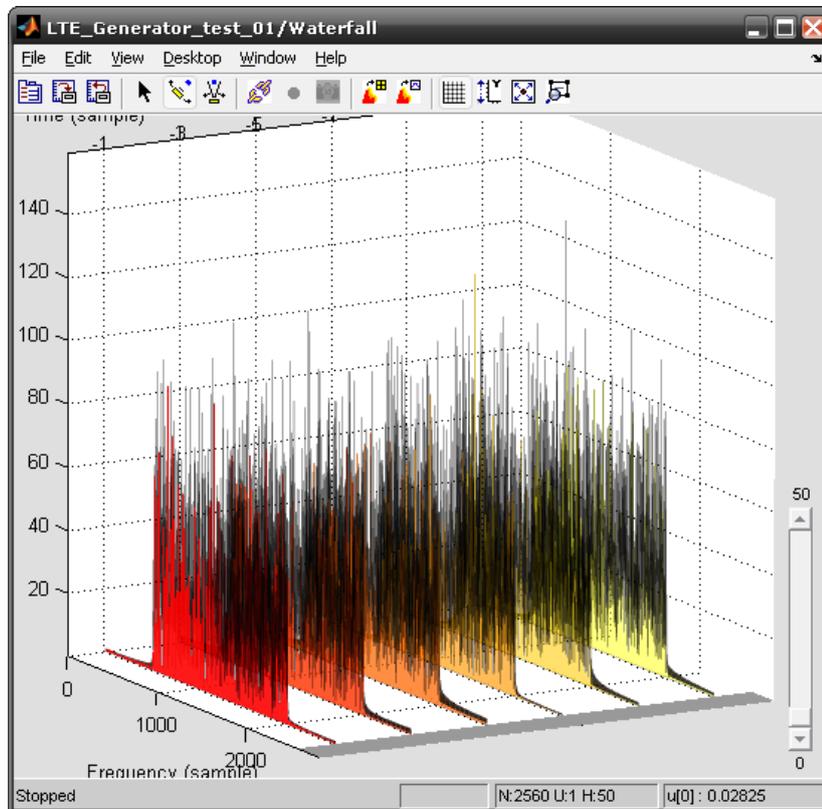


Рисунок 2.23 - Изменения спектра сигнала LTE во времени , полоса 15 МГц

## **Выводы**

Во второй главе получены следующие результаты:

1. Проанализированы основные особенности стандарта LTE. Изучен физический уровень стандарта LTE: детально рассмотрены технологии OFDM и SC-OFDM, возможные конфигурации с точки зрения занимаемой полосы сигнала, изучена структура кадров для случая частотного и временного дуплекса, структура слотов, принцип формирования циклического префикса, изучены основные физические каналы для нисходящего и восходящего направления, каналы управления, сигналы синхронизации и т.д.
2. Разработана имитационная модель физического уровня стандарта LTE в среде MATLAB/Simulink, приведены структурные схемы с описанием назначения блоков, а так же описание возможностей модели.
3. Проведена успешная верификация модели. Установлено, что разработанная модель действительно является модель стандарта LTE в виду полного совпадения характеристик (значения поддерживаемых полос сигнала, форма спектра, поддержка OFDM для нисходящего и SC-OFDM восходящего направления, длительности OFDM символов и символов на поднесущих, длительностей нормального и расширенного циклического префикса и т.д.).
4. Разработанная модель может быть применена для исследования алгоритмов и методов идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE.

## ГЛАВА 3. Методы идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE

### 3.1 Определение занимаемой полосы LTE сигнала

Точное определение занимаемой полосы важно не только в задачах радиомониторинга, знание полосы сигнала, например, может использоваться в системах когнитивного радио для определения конфигурации принимаемого сигнала LTE, что в свою очередь позволит правильно демодулировать сигнал. В соответствии с рекомендацией Международного союза электросвязи (МСЭ) [57] при измерении ширины полосы частот может применяться метод измерения по уровню  $x$  дБ. Такой подход получил широкое применение на практике и показал высокую эффективность в широком диапазоне отношений сигнал/шум (ОСШ) при наличии в канале аддитивного белого Гауссовского шума (АБГШ), где ОСШ – это отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума. При воздействии замираний (если не использовать эквалайзер), точность оценки полосы сигнала такого подхода снижается. Также разработаны методы оценки полосы OFDM сигналов на основе Вейвлет преобразования [50,58], позволяющие добиться высокой точности оценки занимаемой полосы частот при высоких значениях ОСШ, но при низких ОСШ точность так же заметно ухудшается.

В данной части главы рассматривается слепой метод оценки полосы сигнала стандарта LTE, устойчивый к замираниям, позволяющий добиться высокой точности оценки занимаемой полосы сигнала даже при низких ОСШ [59,60].

В основе рассматриваемого метода лежит вычисление корреляционной кривой по циклическому префиксу для 6 возможных вариантов полос, в дальнейшем задача сводится к анализу полученных результатов. Точность предложенного метода напрямую зависит от метода анализа корреляционных кривых. В данной статье предлагается разбивать массив значений корреляционной функции на меньшие фрагменты (интервалы) и производить вычисление количества расположенных выше некоторого порогового значения локальных максимумов корреляционной кривой в каждом интервале. Решение о значении занимаемой полосы выносится для канала с наименьшим количеством локальных максимумов.

В качестве формулы для вычисления корреляционной кривой может быть использовано математическое описание, представленное в [54] (стоит отметить, что эта же операция используется, например, для грубой символьной синхронизации [54]):

$$C[k] = \sum_{n=0}^9 \frac{2 \sum_{r=0}^{r_{\max}} z[k_{\max} n + k + r] z^* [k_{\max} n + k + r + Niff]}{\sum_{r=0}^{r_{\max}} z[k_{\max} n + k + r]^2 + \sum_{r=0}^{r_{\max}} z[k_{\max} n + k + r + Niff]^2} \quad (3.1)$$

где  $n = 0, \dots, 9$  - номер учитываемого слота,  $r = 0, \dots, r_{\max}$  - номер отсчета циклического префикса,  $k$  - номер отсчета в слоте,  $k = 0, \dots, k_{\max}$ ,  $Niff$  - кол-во отсчетов ОБПФ.

Значения параметров  $r_{\max}$ ,  $k_{\max}$ , и  $Niff$  зависят от полосы сигнала (таблица 3.1).

Таблица 3.1 - Значения параметров для расчета корреляционной функции

Занимаемая полоса	$r_{\max}$		$k_{\max}$	$Niff$
	Нормальный ЦП	Расширенный ЦП		
1.4	9	959	128	128
3	19	1919	256	256
5	39	3839	512	512
10	79	7679	1024	1024
15	119	11519	1536	1536
20	159	15359	2048	2048

В случае, когда параметры  $r_{\max}$ ,  $k_{\max}$ , и  $Niff$  выбраны правильно для текущего значения занимаемой полосы сигнала, корреляционная кривая будет иметь 7 или 6 ярко выраженных локальных максимумов для случая нормального или расширенного циклического префикса соответственно (рисунок 3.1). Количество локальных максимумов обусловлено количеством OFDM символов в слоте и соответствует моментам начала OFDM символов. В случае, когда параметры  $r_{\max}$ ,  $k_{\max}$ , и  $Niff$  выбраны неверно для текущего значения занимаемой полосы сигнала, корреляционная кривая будет иметь шумоподобный вид (рисунок 3.2). Зависимости на рисунках 3.1 - 3.2 получены при значении ОСШ 5 дБ.

Описанное выше свойство корреляционной функции циклического префикса лежит в основе предлагаемого метода, заключающегося в вычислении нормированной корреляционной функции  $C[k]$  для всех возможных вариантов наборов параметров  $r_{\max}$ ,  $k_{\max}$ , и  $Niff$  и дальнейшем анализе полученных кривых [59, 60]. Обобщенная структурная схема метода представлена на рисунке 3.3.

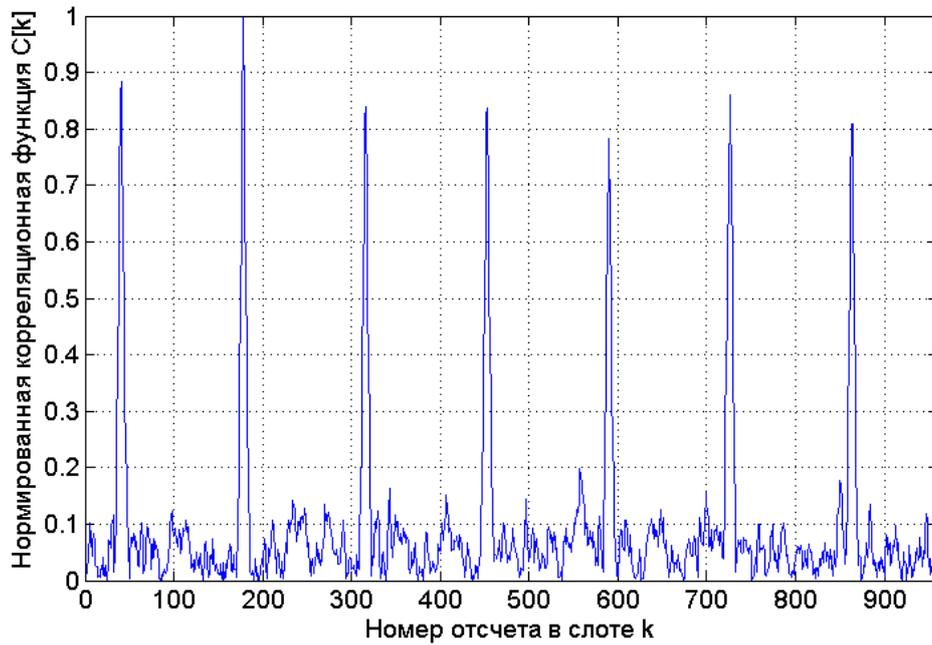


Рисунок 3.1 - Зависимость нормированной корреляционной функции  $C[k]$  от номера отсчета в слоте  $k$  для нормального циклического префикса при занимаемой полосе в 1.4 МГц,  $r_{\max} = 9$ ,  $k_{\max} = 959$ ,  $N_{\text{fft}} = 128$

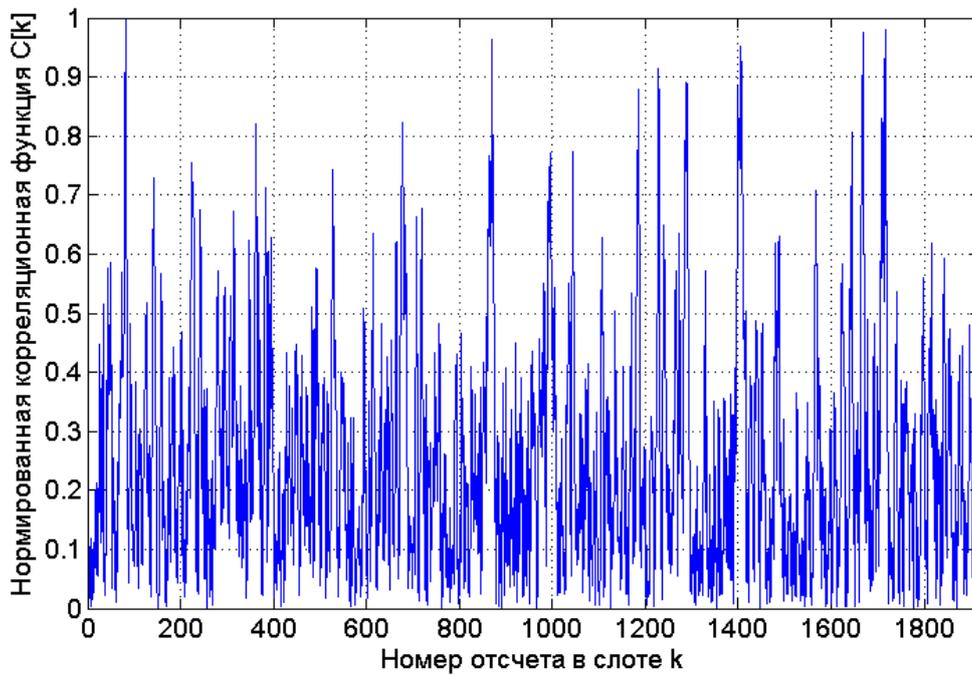


Рисунок 3.2 - Зависимость нормированной корреляционной функции  $C[k]$  от номера отсчета в слоте  $k$  для нормального циклического префикса при занимаемой полосе в 1.4 МГц,  $r_{\max} = 19$ ,  $k_{\max} = 1919$ ,  $N_{\text{fft}} = 256$

Экспериментально выявлено, что метод обеспечивает наилучшую точность при значении порога, выше которого проводится анализ локальных максимумов, 0.4. При этом интервалы наблюдения имеет длительность 11, 21, 43, 87, 133 и 175 отсчетов, для полос в 1.4, 3, 5, 10, 15 и 20 МГц, соответственно. Максимальное количество определяемых локальных максимумов 50.



Рисунок 3.3 - Обобщенная структурная схема предлагаемого метода

### Имитационное моделирование.

Имитационное моделирование проводилось в среде MATLAB/Simulink на разработанной модели стандарта LTE для канала с замираниями со следующими профилями задержки: Extended Pedestrian A (EPA), Extended Vehicular A (EVA) и Extended Typical Urban (ETU) с максимальной частотой Доплера 5, 70 и 300 Гц, соответственно.

Эти профили представляют низкий, средний и высокий разброс задержки среды. Характеристики каналов представлены в таблице 3.2 - 3.4 [61]. При этом использовались следующие параметры модели: направление передачи – downlink, вид модуляции ФМ-4, размер циклического префикса – нормальный.

Результаты имитационного моделирования показали, что в условиях воздействия в канале только АБГШ предлагаемый метод и метод оценки по уровню  $x$  дБ (в качестве уровня  $x$  рассматривались значения 3 и 5 дБ) позволяют добиться доли правильного измерения полосы не менее 99% в диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ.

Таблица 3.2 - Профиль задержки ERA

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	0
30	-1
70	-2
90	-3
110	-8
190	-17.2
410	-20.8

Таблица 3.3 - Профиль задержки EVA

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7
1730	-12
2510	-16.9

Таблица 3.4 - Профиль задержки ETU

Задержка, нс	Мощность, дБ
0	-1
50	-1
120	-1
200	0
230	0
500	0
1600	-3
2300	-5
5000	-7

Все представленные характеристики получены с применением усреднения по 50000 отсчетам, что при округлении до большего целого количества слотов соответствует диапазону от 4 слотов при полосе в 20 МГц до 52 слотов при полосе в 1.4 МГц.

Достоверность полученных оценок составляет 0.997, величина относительной ошибки не превышает значения 0.02. Полученные зависимости частично представлены на рисунках 3.4 –

3.9. Отметим, что для метода определения полосы по уровню  $x$  дБ в качестве допустимой погрешности измерений выбрано значение  $\pm 10\%$  от номинального значения. Предлагаемый метод является пороговым, т.е. выбирает значения занимаемой полосы из возможного ансамбля значений, поэтому для него использования понятия допустимой погрешности некорректно (метод определяет полосу либо верно, либо неверно, без какого либо отклонения). Результаты моделирования для полосы в 1.4 МГц для каналов EРА, EVA и ETU представлены на рисунках 3.4-3.6, соответственно. На графиках синяя линия – это предлагаемый метод (ПМ), зеленая – метод оценки по уровню 3 дБ, красная – метод оценки по уровню 5 дБ. Полученные зависимости (рисунки 3.4 – 3.9) в целом соответствуют результатам, представленным в работах других исследователей [50,58].

Из полученных результатов следует, что предлагаемый метод, так же, как и в случае с АБГШ, позволяет добиться доли правильного измерения полосы не менее 99% в диапазоне ОСШ от 0 до 30 дБ. Метод оценки по уровню  $x$  дБ показал наилучшие результаты при  $x=5$  дБ при ОСШ более 5 дБ. При ОСШ менее 5 дБ при  $x=3$  дБ метод позволяет получить большую долю правильных решений, чем при  $x=5$  дБ. При ОСШ свыше 5 дБ проигрыш методов по уровню  $x$  дБ в сравнении с предлагаемым методом составляет не более 0.5 при  $x=5$  дБ и не более 0.15 при  $x=3$  дБ. Однако, при ОСШ менее 5 дБ проигрыш значительно увеличивается. Так при ОСШ - 9 дБ предлагаемый метод для всех рассматриваемых моделей канала обеспечивает долю правильных измерений не менее 0.65, в то время как методы по уровню  $x$  дБ обеспечивают значение не выше 0.12.

При -9 дБ вероятность верного определения полосы составляет не менее 65%. В работе [58], авторы говорят о 100% точности метода при 3 дБ, в то время как предложенный метод дает соизмеримый результат и при 0 дБ. Метод на основе вейвлет преобразования, предложенный в [50], при ОСШ -5 дБ обеспечивает ошибку оценки не менее 45% при использовании вейвлета Хаара и уровне декомпозиции 6. Предложенный же метод обеспечивает ошибку оценки до 30%, 20% и 20% для каналов EРА, EVA и ETU, соответственно.

Результаты имитационного моделирования показали, что с увеличением полосы сигнала доля правильных измерений полосы сигнала для метода по уровню  $x$  дБ снижается. На рисунках 3.7 - 3.9 представлены зависимости доли правильных измерений полосы от ОСШ для каналов EРА, EVA и ETU, соответственно, для полосы сигнала в 20 МГц. Анализ полученных результатов показал, что предложенный метод в случае канала EРА при диапазоне значений ОСШ от 3 до 30 дБ обеспечивает долю правильных измерений полосы не менее 0.99.

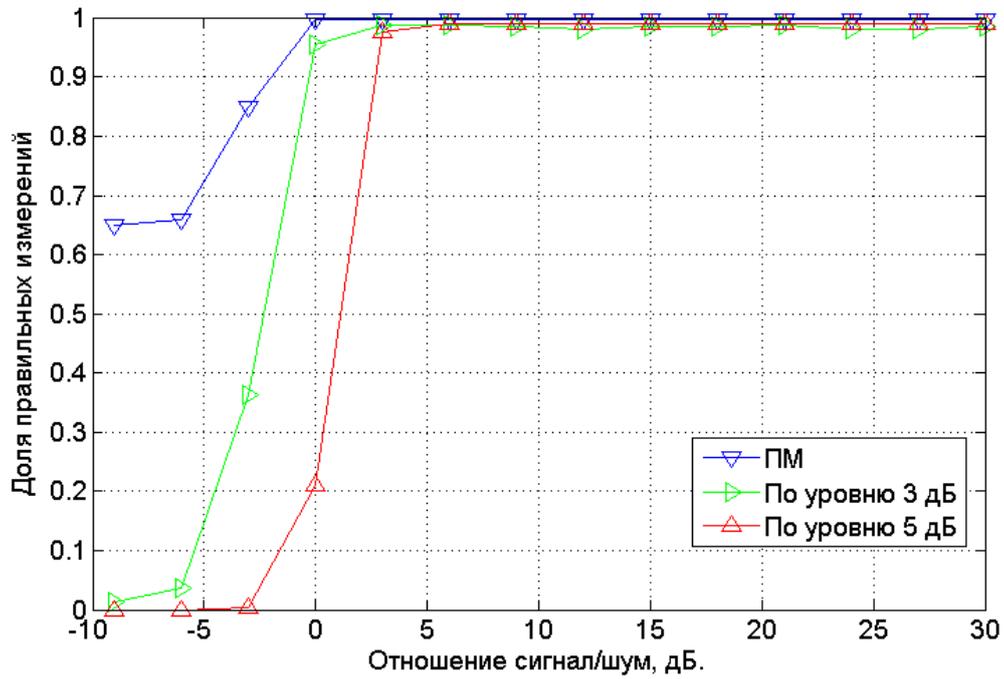


Рисунок 3.4 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала ERA

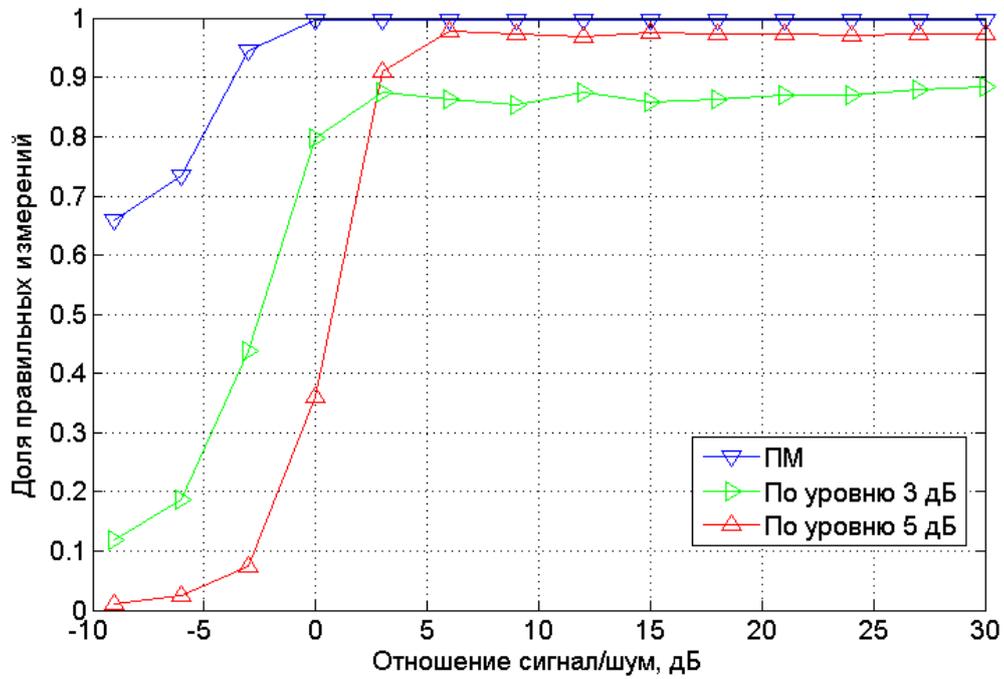


Рисунок 3.5 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала EVA

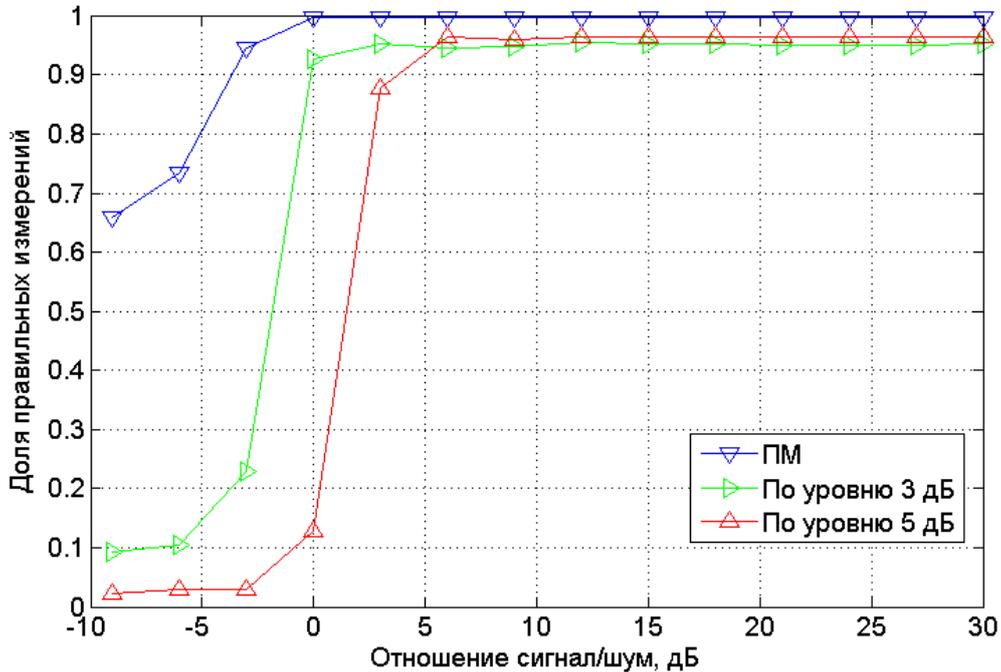


Рисунок 3.6 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала ETU

При диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ доля составляет не менее 0.9. При этом метод по уровню 5 дБ обеспечивает максимальное значение доли правильных измерений полосы до 0.25, т.е. максимальное расхождение с предлагаемым методом составляет порядка 0.85. Для моделей канала EVA и ETU при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ доля правильных измерений полосы составляет не менее 0.99, а при диапазоне ОСШ от -6 до 30 дБ не менее 0.9. При этом для модели канала EVA расхождение метода по уровню 5 дБ с предлагаемым составляет не менее 0.55, а для модели канала ETU не менее 0.25. Анализ результатов так же показал, что применение метода определения полосы по уровню 3 дБ превосходит результаты метода по уровню 5 дБ лишь в некоторых случаях при низких ОСШ. Для случая полосы 20 МГц при низких ОСШ (менее 0 дБ) метод по уровню 3 дБ обеспечивает значение доли правильных решений не более 0.35, что на практике является недопустимым значением. Сравнения полученные характеристики для полосы в 20 МГц можно так же сказать о преимуществе метода перед методами в [50,58] ввиду того, что метод позволяет работать с высокой точностью и при -3 дБ и обеспечивает ошибки при ОСШ -5 дБ не более 20 % для модели канала EFA и не более 10 % для EVA и ETU.

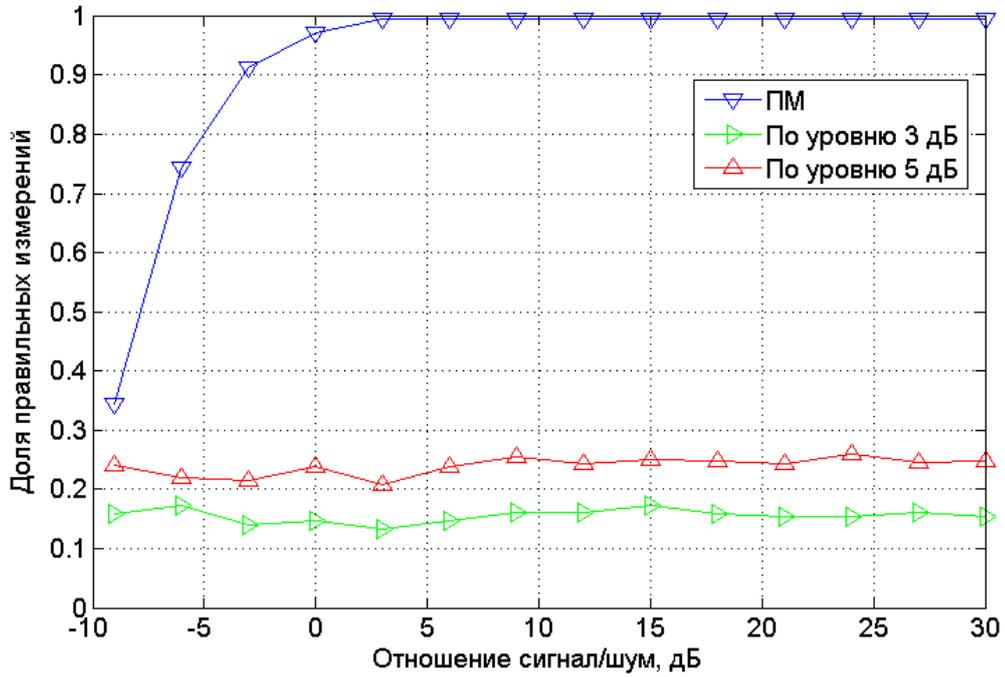


Рисунок 3.7 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала ERA

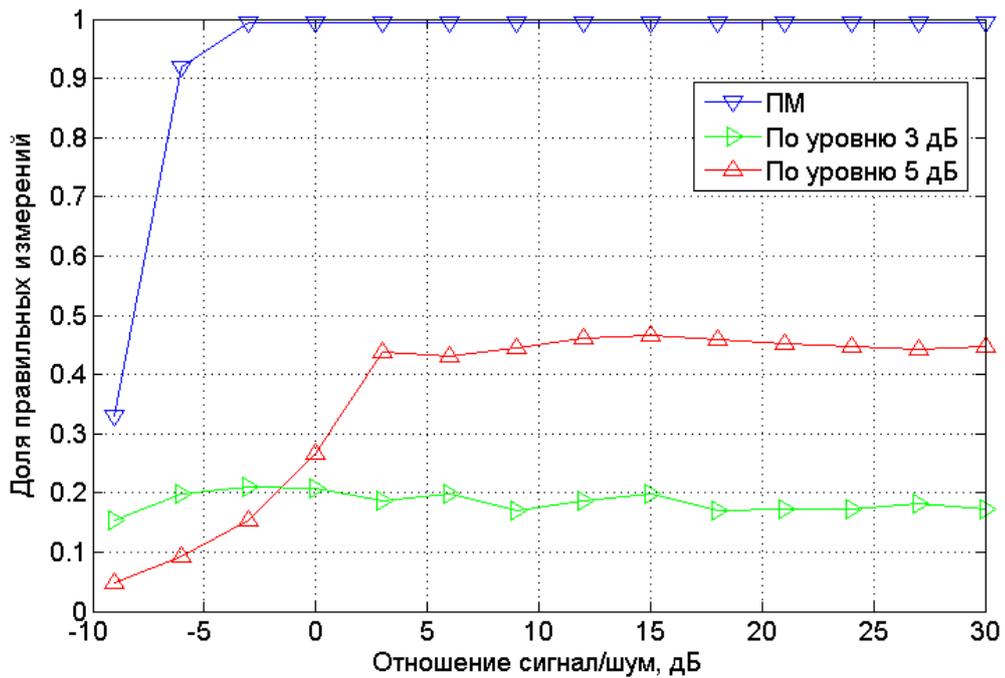


Рисунок 3.8 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала EVA

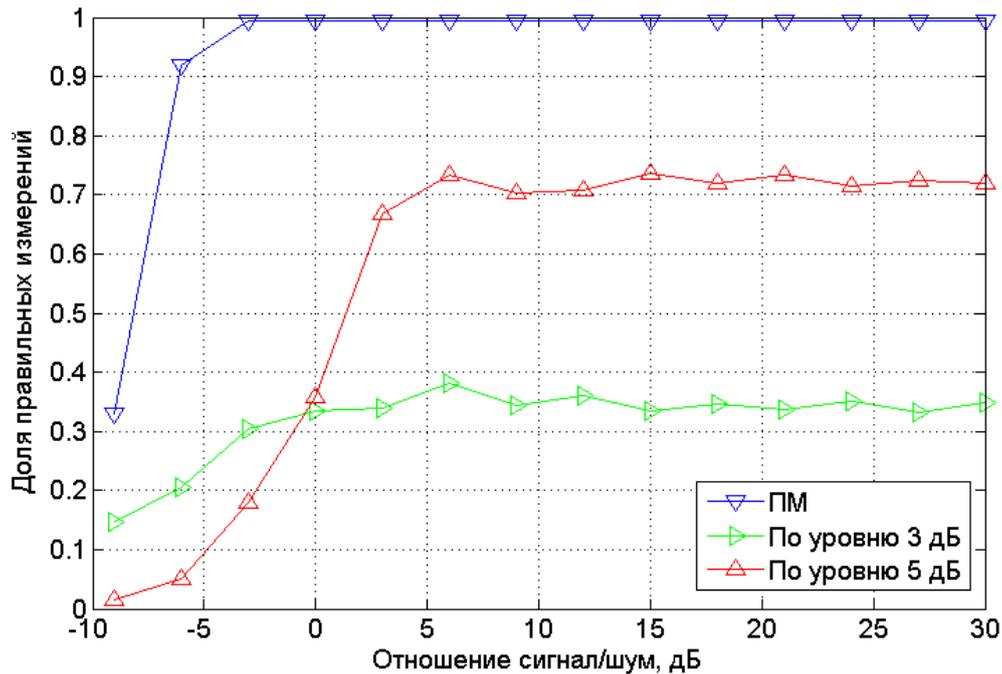


Рисунок 3.9 - Зависимость доли правильных измерений полосы от ОСШ для полосы 20 МГц, модель канала ETU

### 3.2 Идентификация LTE сигнала

В данной работе разработан комплексный метод, основанный на поэтапном определении параметров принимаемого сигнала. На первом этапе предлагается вычисление значения занимаемой полосы сигнала по методу, описанному в первой части третьей главы. В случае если полученное значение оценки совпадает с одним из возможных вариантов значений полосы сигнала, характерных для стандарта, начинается выполнение второго этапа.

На втором этапе предлагается вычисление длительности информационного символа на поднесущих сигнала с использованием заимствованного подхода, аналогичного описанному в [62], но без использования Вейвлет преобразования. Производится анализ нормированной принимаемой последовательности отсчетов, рассчитываются номера отсчетов локальных максимумов свыше 0.95 В данной части исследована применимость рассматриваемого метода для сигнала стандарта LTE. В случае выявления на обоих этапах значений, характерных именно для стандарта LTE выносится решение о том, что принимаемый сигнал - это сигнал стандарта LTE.

Результаты имитационного моделирования показали, что в случае с OFDM сигналом, точность исследуемого метода определения длительности информационного символа при диапазоне значений отношения сигнал/шум от -10 до 30 дБ обусловлена количеством

усредняемых результатов. При достаточном усреднении метод позволяет обеспечить точность оценки не менее 99% в указанном диапазоне отношений сигнал/шум (рисунок 3.10).

Т.о. точность метода идентификации обусловлена точностью метода определения занимаемой полосы сигнала. Для полосы сигнала 1.4 МГц зависимость доли правильных измерений полосы сигнала от отношения сигнал/шум для канала с АБГШ и каналов с замираниями представлена на рисунке 3.1. При полосе сигнала LTE в 1.4 МГц для модели канала ЕРА при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ доля правильных измерений полосы составляет не менее 0.85, а для моделей каналов EVA и ETU при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ не менее 0.94 (при диапазоне ОСШ от -6 до 30 дБ не менее 0.8).

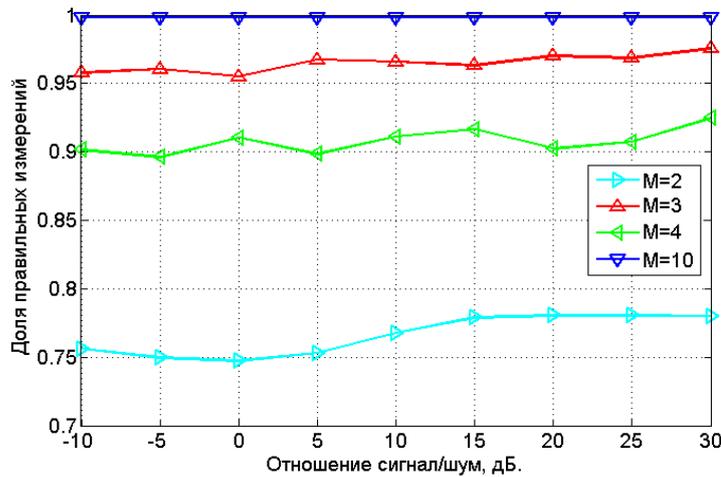


Рисунок 3.10 - Зависимость доли правильных измерений длительности символа от ОСШ для полосы 1.4 МГц, модель канала Extended Typical Urban.

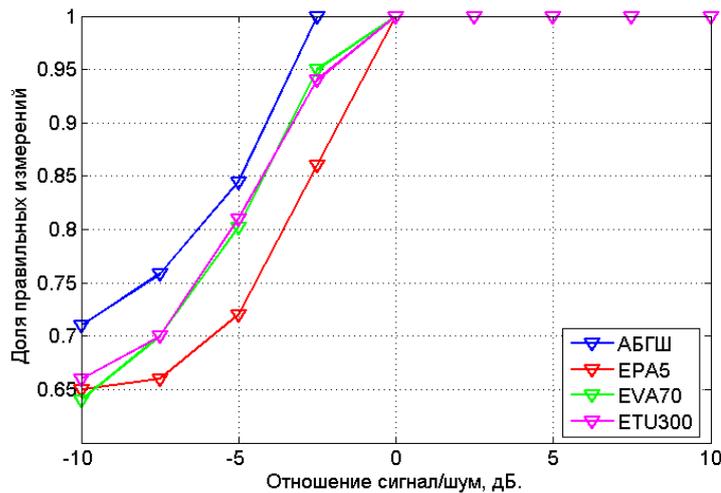


Рисунок 3.11 - Зависимость доли правильных измерений полосы сигнала от ОСШ для полосы 1.4 МГц.

### 3.3 Детектирование синхросигнала

Для осуществления передачи и приема данных в сетях LTE мобильная станция должна синхронизироваться с базовой станцией. Для реализации процедуры синхронизации базовая станция передает специальные синхронизирующие сигналы: первичный синхросигнал (PSS - Primary Synchronization Signal) и вторичный синхросигнал (SSS - Secondary Synchronization Signal).

При этом алгоритм синхронизации может быть разделен на следующие этапы [54]:

1. Грубая временная синхронизация с началом слота и оценка дробной частотной отстройки по корреляционной кривой циклического префикса.
2. Временная синхронизация с началом 0-го или 10-го слота, определение второй составляющей идентификатора соты и целой части частотной отстройки по корреляционной кривой первичного синхросигнала.
3. Временная синхронизация с началом кадра, определение первой составляющей идентификатора соты по корреляционной кривой вторичного синхросигнала.

Анализ публикаций по данной тематике показал, что в настоящее время существует ряд методов, позволяющих добиться высокой вероятности верного обнаружения синхросигнала стандарта LTE [11,63]. В данной части главы рассматривается метод вычисления корреляционной функции синхросигналов стандарта LTE, позволяющий снизить вероятность возникновения ложного максимума, обусловленную наличием шумов в канале, замираниями, а так же частотной отстройкой и как следствие применение такого метода в системах синхронизации позволит повысить их точность.

Первичный и вторичный синхросигналы в стандарте LTE – это последовательности Задова-Чу (Zadoff-Chu) [64]. Первичный синхросигнал формируется в соответствии с ниже представленным математическим описанием [2-5]:

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (3.2)$$

где  $u$  - индекс, принимающий значение в зависимости от второй составляющей идентификатора соты  $N_D^{(2)}$  (таблица 3.5).

В данной части раздела представлены результаты, полученные именно для первичного синхросигнала, для случая вторичного синхросигнала зависимости полностью идентичны.

Таблица 3.5 - Значения индекса  $u$ 

$N_{ID}^{(2)}$	$u$
0	25
1	29
2	34

Это связано с тем, что в основе предложенного метода лежит следующее свойство: быстрое преобразование Фурье (БПФ) (Fast Fourier Transform (FFT)) от последовательности Задова-Чу – это тоже последовательность Задова-Чу. Эта особенность характерна для всех последовательностей Задова-Чу в целом, и не связана с конкретными значениями индекса  $u$ .

В случае наличия шума в канале, принимаемый сигнал можно записать как:

$$S(n) = d_u(n) + N(n) \quad (3.3)$$

где  $N(n)$  – аддитивный белый гауссовский шум.

Взаимная корреляция принятой смеси сигнала с шумом и образца синхросигнала находится как:

$$Corr_1(m) = \sum_{n=0}^{61} d_u^*(n) S(n+m) \quad (3.4)$$

Далее выполняются операции:

$$d_{u_p}(n) = pad(d_u(n)) \quad (3.5)$$

$$S_p(n) = pad(S(n)) \quad (3.6)$$

где  $pad$  - операция заполнения массива нулями до размера в 64 отсчета.

Это необходимо для выполнения операции БПФ. Т.к. изначальный размер массива 62 отсчета, операция  $pad$  добавляет 0 в начало и конец массива.

Затем выполняется операция БПФ:

$$FFT_S(n) = \sum_{n=0}^{N-1} S_p(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

$$FFT_{d_u}(n) = \sum_{n=0}^{N-1} d_{u_p}(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3.8)$$

После чего вычисляется взаимнокорреляционная функция результатов БПФ:

$$Corr_2(m) = \sum_{n=0}^{61} depad(FFT_S(n)) depad(FFT_{d_u}(n+m)) \quad (3.9)$$

где  $depad$  - операция выкалывания, т.е. удаления из массива значений, соответствующих расположению добавленных ранее 0 в результате операции  $pad$ .

Результатом является перемножение двух полученных взаимнокорреляционных функций [65, 66]:

$$R(m) = |Corr_1(m)Corr_2(m)| \quad (3.10)$$

Структурная схема предложенного метода представлена на рисунке 3.12, где Norm - операция нормирования, жирная линия (Frame) означает структуру сигнала в виде кадра, тонкая линия (Sample) означает структуру в виде отсчетов сигнала.

На рисунке 3.13 представлены эпюры сигналов в точках 1-5 рисунка 3.12 для отношения сигнал/шум в полосе сигнала 0 дБ. Эюра в точке 1 на рисунке 3.13 представляет собой взаимнокорреляционную функцию принятой смеси сигнала с шумом и эталона первичного синхросигнала, эпюры в точках 2 и 3 – результат операции БПФ, эюра в точке 4 – взаимнокорреляционная функция сигналов в точках 2 и 3, а эюра в точке 5 – итоговая корреляционная функция, получаемая в результате перемножения двух полученных ранее взаимнокорреляционных функций. Из рисунка 3.13 видно, что полученная итоговая корреляционная функция имеет меньший уровень боковых лепестков, чем корреляционная функция на эюре 1.

В случае наличия фазовой и частотной отстройки, математическое описание метода идентично представленному в формулах (3.4) - (4.10), но принимаемая смесь сигнала с шумом будет иметь вид:

$$S(0) = (d_u(0) + N(0))e^{j\varphi(0)} \quad (3.11)$$

$$S(n) = (d_u(n) + N(n))e^{j(2\pi f(n-1)T + \varphi(n))}, \quad n > 0 \quad (3.12)$$

где  $f(n-1), \varphi(n)$  – частотная и фазовая отстройка, соответственно;  $T$  - шаг дискретизации.

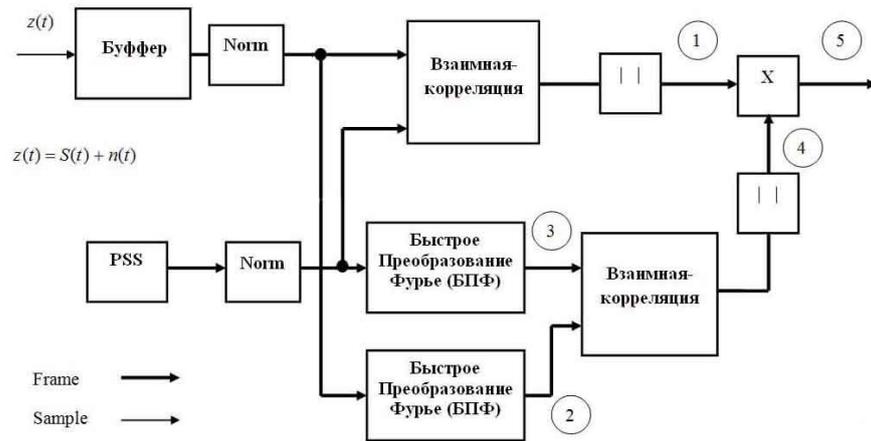


Рисунок 3.12 - Структурная схема предлагаемого метода

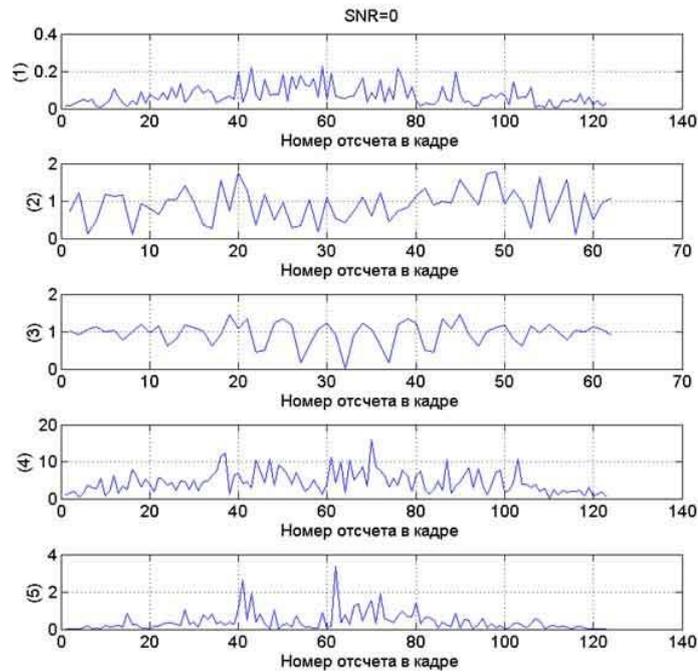


Рисунок 3.13 - Эпюры сигналов в точках 1-5 структурной схемы

### Имитационное моделирование.

На рисунках 3.14, 3.15 и 3.16 представлены зависимости вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_{\varepsilon}$ ) от отношения сигнал/шум (ОСШ) в полосе сигнала (Signal-to Noise Ratio (SNR)) для моделей каналов EPA, EVA и ETU при идеальной работе системы синхронизации.

Зеленой линией обозначена кривая для корреляционной функции на основе результатов БПФ (БПФ КФ), красной линией кривая для "классической" корреляционной функции (КФ) и синей – предлагаемый метод (ПМ). Предлагаемый метод позволяет снизить вероятность

ложного определения максимума взаимокорреляционной функции по сравнению с классическим методом. Так для вероятности  $P_e = 10^{-5}$  для модели канала EРА энергетический выигрыш составил 1.9 дБ, для модели канала EVA 1.7 дБ, для модели канала ETU 1.5 дБ. Метод вычисления корреляционной функции на основе результатов БПФ показал практически идентичные с классическим методом результаты.

Предложенный метод позволяет получить без усреднения результаты соизмеримые с результатами, представленными в [11] лишь при числе усредняемых результатов равном 30. Из рисунков 3.14 - 3.16 следует, что вероятность правильного детектирования опускается ниже значения 0.9 при ОСШ -5 дБ для модели канала EРА, при -7 дБ для модели канала EVA и -8 дБ для ETU, что превосходит так же результаты представленные в [63].

Исследован характер изменения вероятности  $P_e$  от нормированной частотной отстройки при фиксированном значении ОСШ для рассматриваемых моделей каналов. Нормировка произведена к величине разнеса между поднесущими  $\Delta f = 15$  кГц. Примеры полученных зависимостей представлены на рисунках 3.17 - 3.22. Рисунки 3.17-3.19 отображают зависимости вероятности ложного определения максимума взаимокорреляционной функции  $P_e$  от нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$  для каналов EРА, EVA и ETU, соответственно, при ОСШ = 0 дБ.

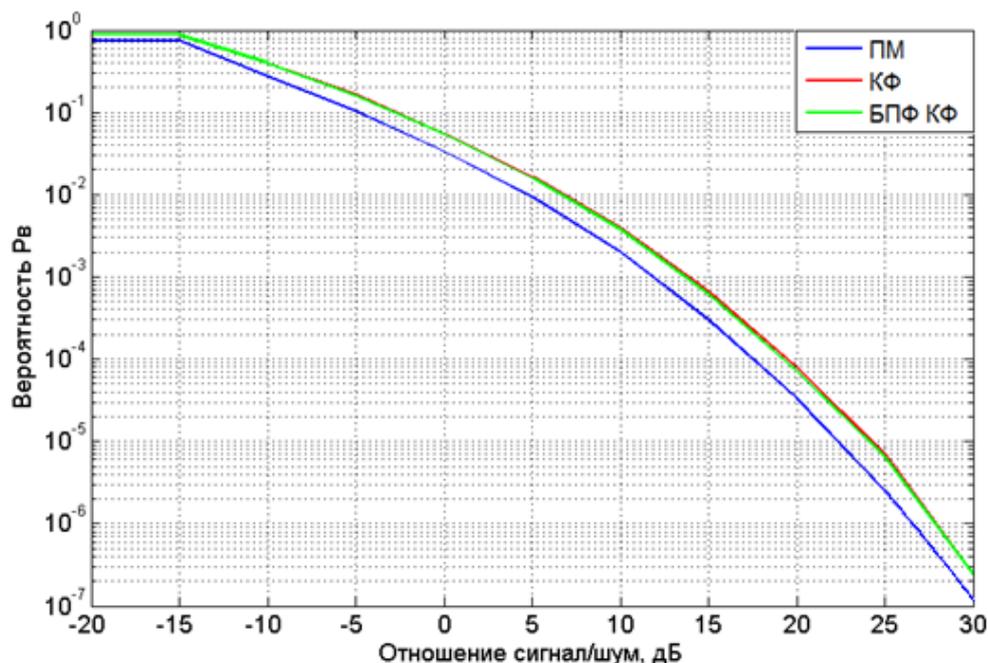


Рисунок 3.14 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимокорреляционной функции ( $P_v$ ) от ОСШ для модели канала EРА

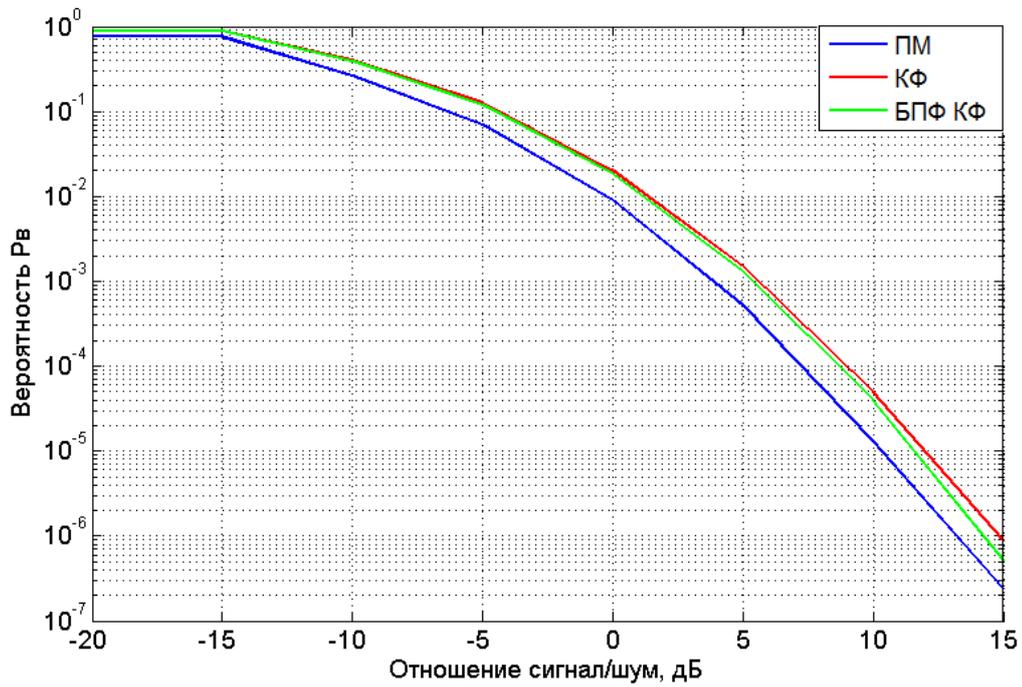


Рисунок 3.15 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от ОСШ для модели канала EVA

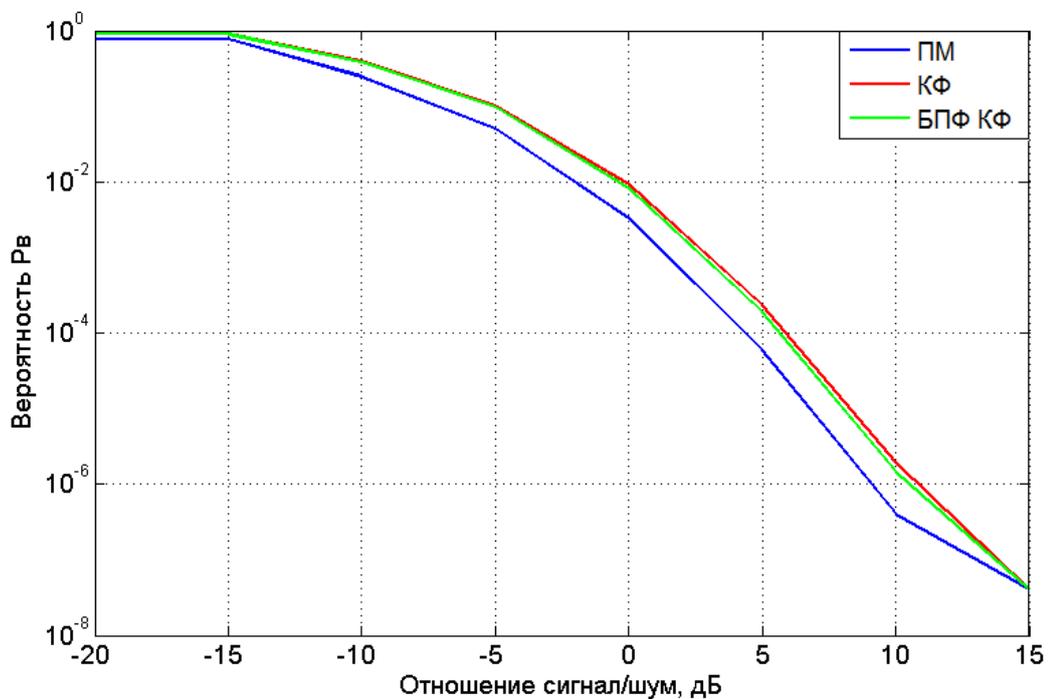


Рисунок 3.16 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от ОСШ для модели канала ETU

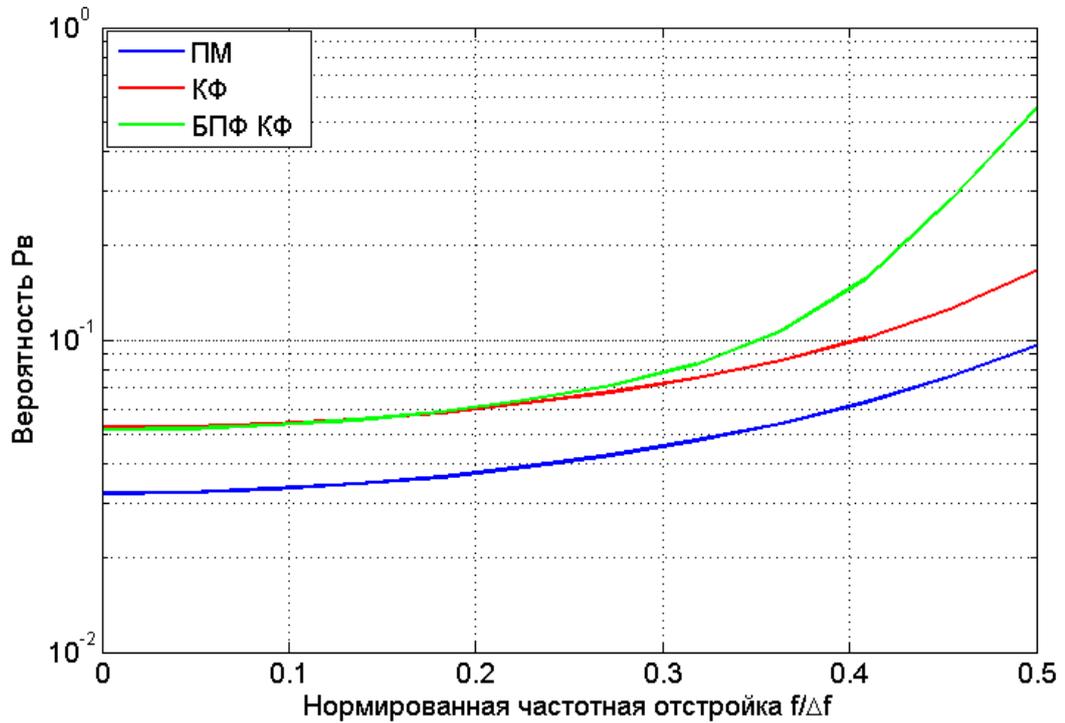


Рисунок 3.17 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала ERM. ОСШ = 0 дБ

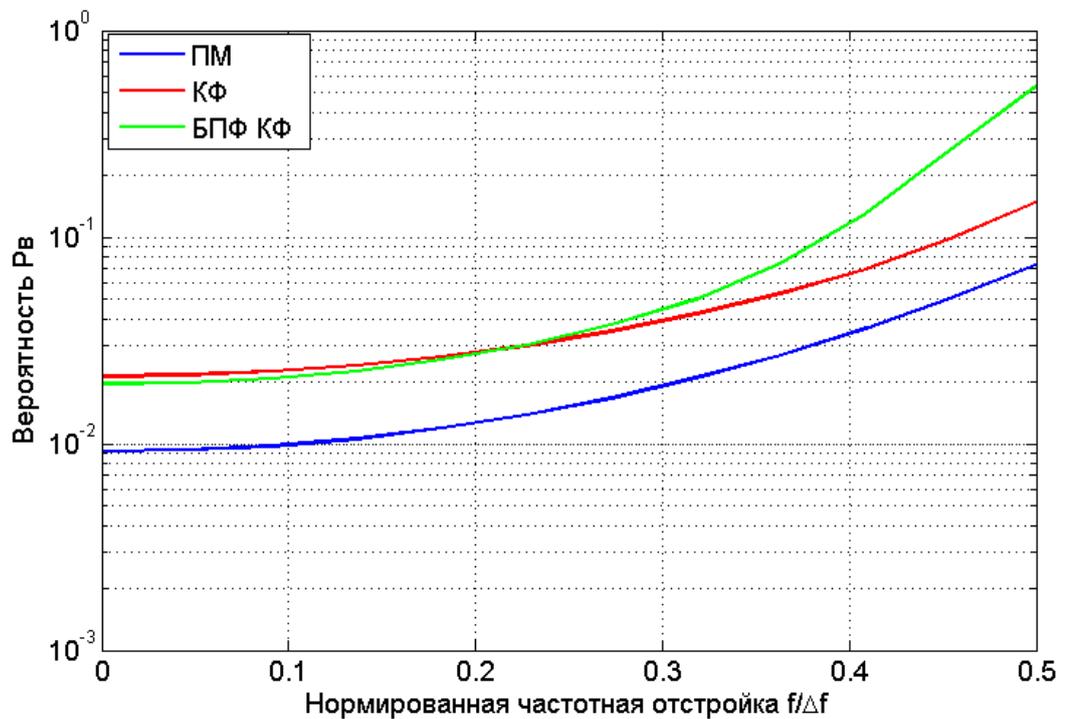


Рисунок 3.18 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала EVA. ОСШ = 0 дБ

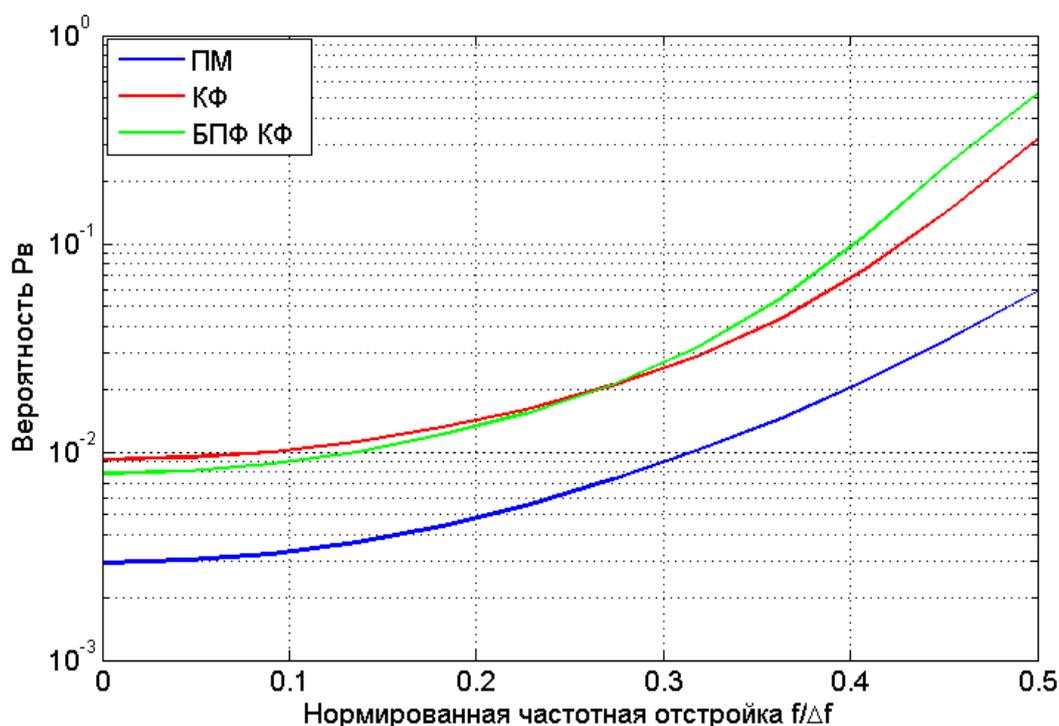


Рисунок 3.19 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала ETU. ОСШ = 0 дБ

Для всех каналов метод на основе результатов БПФ показывает практически идентичные результаты с классическим методом при нормированной частотной отстройке  $f/\Delta f < 0.25$ , свыше данного значения для метода на основе БПФ наблюдается ухудшение точности в сравнении с классическим методом.

Также на рисунках 3.17 - 3.19 продемонстрировано преимущество предлагаемого метода перед классическим во всем рассматриваемом диапазоне нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$ . Для модели канала EPA (рисунок 3.17) классический метод позволяет получить вероятность порядка  $P_e \approx 5 \cdot 10^{-2}$  при нормированной частотной отстройке  $f/\Delta f = 0$ , предлагаемый же метод позволяет получить такое же значение вероятности, но при  $f/\Delta f \approx 0.35$ . Аналогичная тенденция отображена и на рис. 7-8.

Рисунки 3.20 - 3.21 отображают зависимости вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции  $P_e$  от нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$  для каналов EPA и EVA, соответственно, при ОСШ = 10 дБ.

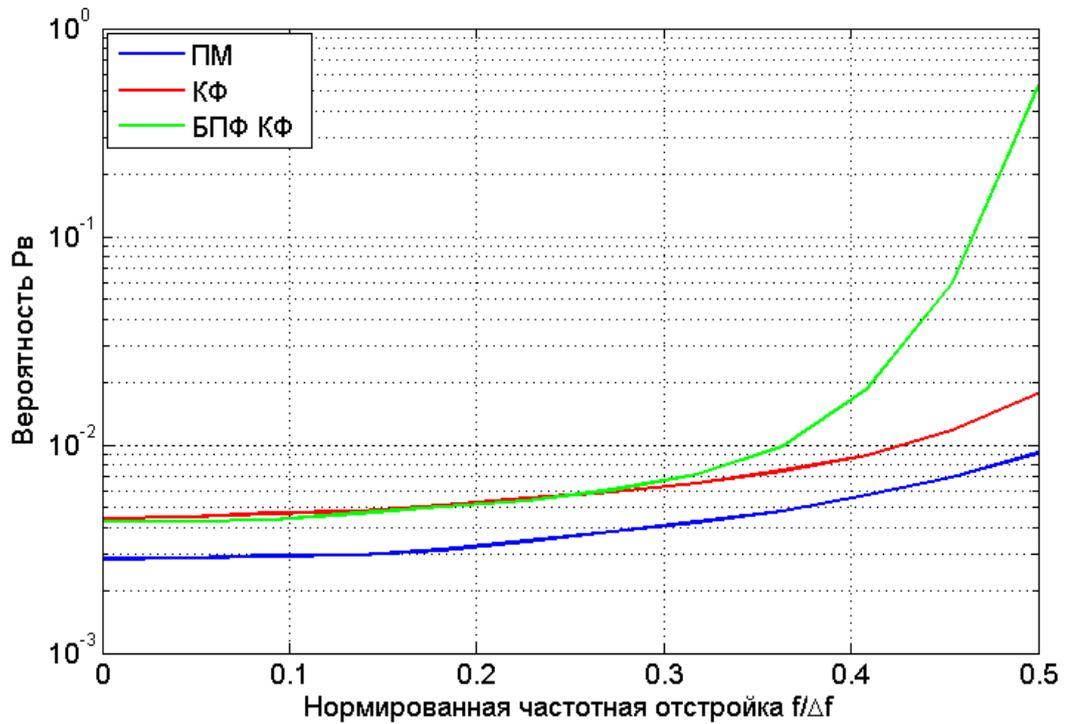


Рисунок 3.20 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала ЕРА. ОСШ = 10 дБ.

На рисунке 3.22 представлена зависимость вероятности ложного определения максимума взаимнокорреляционной функции  $P_e$  от нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$  для канала ЕРА при ОСШ = 20 дБ.

На рисунках 3.20 и 3.22 видно, что для случая канала ЕРА увеличение ОСШ привело к значительному ухудшению вероятности  $P_e$  для метода на основе результатов БПФ в сравнении с классическим методом, предлагаемый же метод в рассматриваемом диапазоне значений нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$  позволяет добиться снижения вероятности  $P_e$  в сравнении с классическим методом. При этом характер кривых для предлагаемого и классического метода практически идентичен. Для случая канала ЕРА при ОСШ = 10 дБ (рисунок 3.21) при увеличении нормированной частотной отстройки  $f/\Delta f$  наблюдается значительное увеличение вероятности  $P_e$  не только для метода на основе результатов БПФ, но и для классического метода в сравнении с предлагаемым.

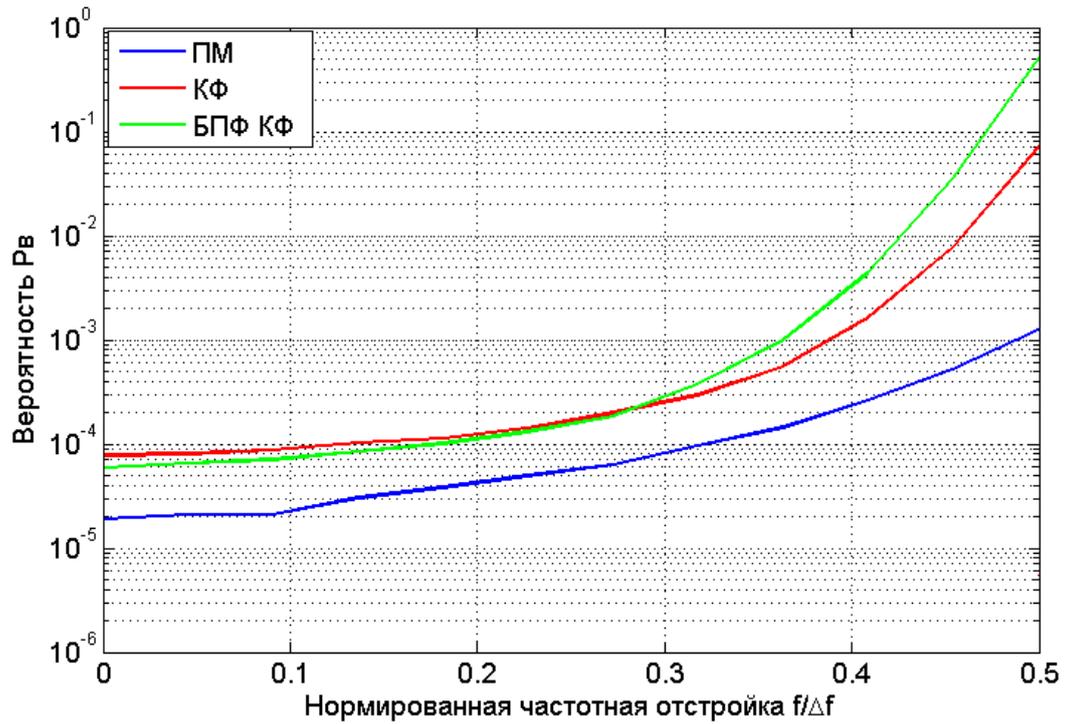


Рисунок 3.21 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала EVA. ОСШ = 10 дБ

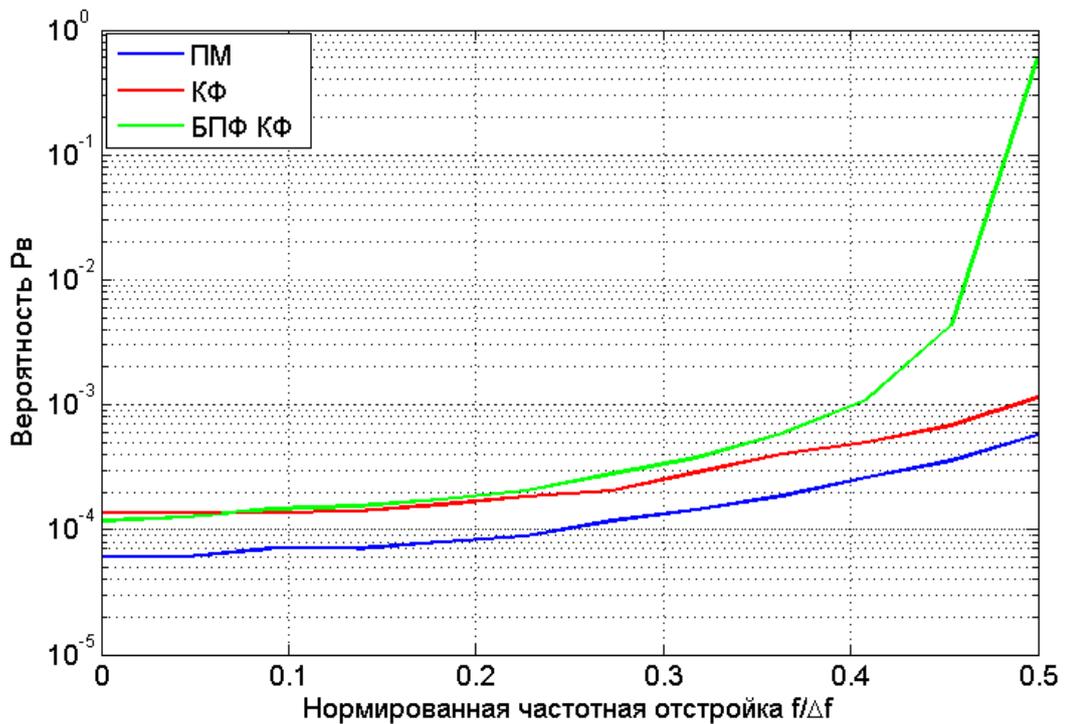


Рисунок 3.22 - Зависимость вероятности ложного определения максимума взаимокорреляционной функции ( $P_v$ ) от нормированной частотной отстройки для модели канала EPA. ОСШ = 20 дБ

### 3.4 Определение направления передачи LTE сигнала

В стандарте LTE в нисходящем направлении для осуществления процедуры синхронизации используется первичный и вторичный синхросигнал, на этой особенности базируется предлагаемый подход. Предлагается осуществление процедуры детектирования первичного синхросигнала, в случае успешного результата выносится решение о нисходящем направлении передачи, в противном случае - о восходящем.

В основе подхода, используемого в стандарте для синхронизации лежит вычисление корреляционных функций для трех образцов первичного синхросигнала, заранее известных на приемной стороне с фрагментами принимаемого сигнала, попадающими в интервал окна наблюдения.

Далее анализируется максимальное значение корреляционных функций в каждом из каналов обработки и выносится решение о том, какой из трех первичных синхросигналов был принят. Однако, в случае если заранее неизвестно является ли принимаемый сигнал нисходящего направления, то описанный алгоритм будет ошибочно выдать сведения о том, какой из трех вариантов первичного синхросигнала используется в данный момент. В связи с этим была предложена модификация этого метода.

В случае попадания первичного синхросигнала в окно наблюдения, в одном из каналов обработки будет зафиксировано значение максимума корреляционной функции, превышающее значения в других каналах. На рисунке 3.24 представлена красной сплошной линией зависимость отношения максимального значения корреляционной функции среди трех каналов обработки (для каждого возможного варианта первичного синхросигнала) к наибольшему максимальному значению из двух других каналов. Синяя линия - наибольшее соотношение между максимальными значениями корреляционных функций, наблюдаемых в каналах, в которых в текущий момент времени полученные максимальные значения корреляционных функций не оказались наибольшими среди трех наблюдаемых каналов. Пунктирные линии соответствующих цветов обозначают трубку допуска. Результаты получены при усреднении по 10 значениям.

Зависимость доли правильной идентификации первичного синхросигнала от отношения сигнал/шум представлена на рисунке 3.25.

Было исследовано, что за счет хороших автокорреляционных свойств первичного синхросигнала, представляющего последовательность Задова-Чу, даже при отрицательных значениях отношения сигнал/шум соотношение значения максимума корреляционной функции

в канале, где произошло совпадение принятого синхросигнала с образцом, к значениям в двух других каналах имеет значение не ниже 1.5.

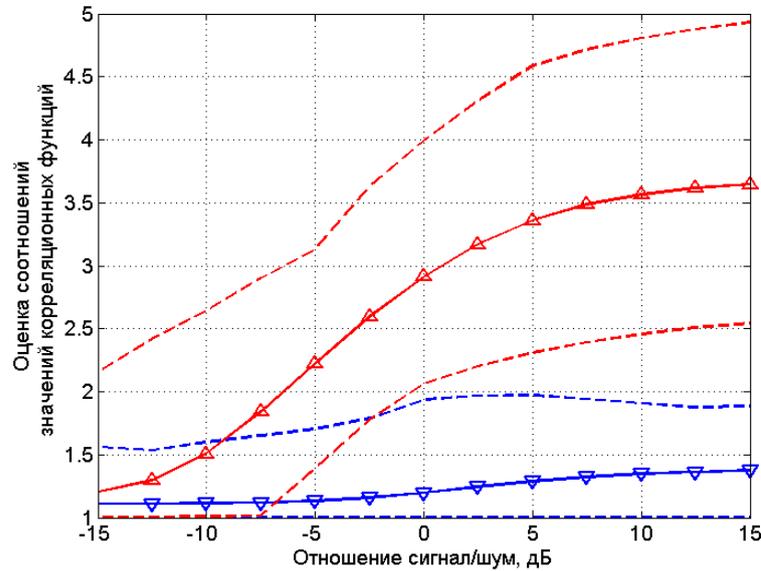


Рисунок 3.24 - Зависимость оценки соотношений значений корреляционных функций от ОСШ

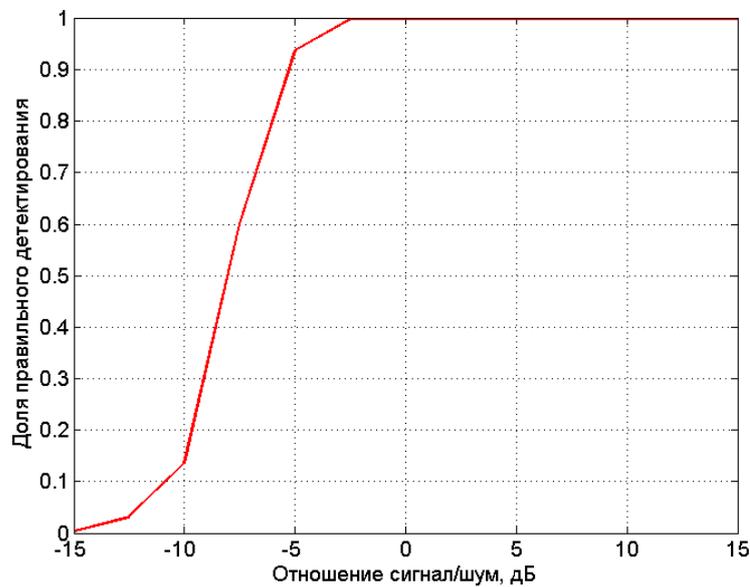


Рисунок 3.24 - Зависимость доли правильного детектирования синхросигнала от ОСШ

Эта особенность может применяться для детектирования первичного синхросигнала, а как следствие и нисходящего направления передачи. В случае если принимаемый сигнал восходящего направления, то значение соотношений максимумов в каждом из каналов обработки имеет значение не более 1.2.

## Выводы

В третьей главе данной диссертационной работы получены следующие результаты:

1. Предложен слепой метод определения полосы сигнала стандарта LTE по корреляционной кривой циклического префикса и проведен анализ доли правильных измерений полосы сигнала для каналов с замираниями. Результаты имитационного моделирования показали, что для моделей каналов с замираниями ERA, EVA и ETU с максимальной частотой Доплера 5, 70 и 300 Гц, соответственно, предложенный метод превосходит по точности метод оценки по уровню  $\chi$  дБ, а так методы на основе вейвлет преобразования [11,63]. Предложенный метод является устойчивым к влиянию замираний и позволяет обеспечить высокую долю правильных измерений полосы сигнала даже при низких ОСШ. Так при полосе сигнала LTE в 20 МГц для модели канала ERA при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ вероятность верного определения полосы составляет не менее 0.9, а для моделей каналов EVA и ETU при диапазоне ОСШ от -3 до 30 дБ не менее 0.99 (при диапазоне ОСШ от -6 до 30 дБ не менее 0.9). Дальнейшее увеличение точности рассматриваемого метода в области низких значений ОСШ возможно за счет увеличения усредняемого объема слотов, а так же за счет более сложных алгоритмов анализа полученных корреляционных функций.
2. Разработан алгоритм автоматического распознавания LTE сигнала.
3. Предложен метод вычисления корреляционной функции для последовательностей Задова-Чу. Метод обеспечивает более высокую точность вычисления максимума корреляционной функции при наличии шума в канале и частотной отстройке в сравнении с классическим методом.
4. Предложен метод детектирования первичного синхросигнала, позволяющий обеспечить долю правильного детектирования порядка 0.95 при ОСШ до -5 дБ. Данный метод может применяться для идентификации направления передачи - восходящее или нисходящее.

## ГЛАВА 4. Распознавание структуры сигналов на поднесущих.

### 4.1 Идентификация сигналов с ФМ и КАМ модуляцией

Первая часть посвящена задаче идентификации вида модуляции на поднесущих сигнала стандарта LTE. В данной части апробирован заимствованный метод идентификации на основе максимального значения спектральной плотности мощности нормированной центрированной мгновенной амплитуды [18]:

$$Par = \frac{\max |FFT(\frac{S(n)}{m_a} - 1)|^2}{N_s} \quad (4.1)$$

где  $FFT$  – дискретное преобразование Фурье,  $S(n)$  - принимаемый сигнал,  $m_a$  - математическое ожидание принимаемого сигнала,  $N_s$  - количество анализируемых отсчетов в кадре,  $\max$  - операция вычисления максимума. Такой метод позволяет идентифицировать фазовую модуляцию и квадратурную амплитудную модуляцию только как класс, и не позволяя различить позиционность модуляции. Зависимости ключевых параметров для ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64 представлены на рисунке 4.1, где синяя линия - ФМ-2, розовая - ФМ-4, черная - КАМ 16 и зеленая КАМ-64, пунктирными линиями обозначены максимальные и минимальные значения ключевых параметров для рассматриваемых методов модуляции.

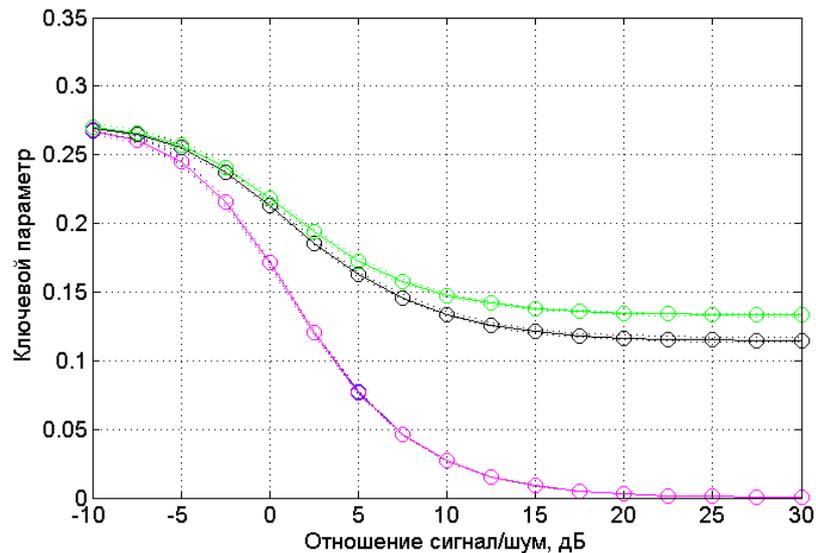


Рисунок 4.1 - Зависимость ключевого параметра от отношения сигнал/шум апробируемого метода на поднесущих сигнала LTE.

Из рисунка 4.1 видно, что для случая сигнала LTE при достаточном усреднении различие между КАМ-16 и КАМ-64 модуляцией возможно до 0 дБ. При этом зависимости

ключевого параметра для ФМ-2 и ФМ-4 практически полностью накладываются. Аналогичные результаты представлены и в [67].

Апробация описанной методики непосредственно на принимаемом LTE сигнале, а не на поднесущих сигнала, показала следующие результаты: при нисходящем направлении методика может быть использована для идентификации вида модуляции на поднесущих сигнала LTE без его демодуляции (рисунок 4.2). Для случая DL рассматриваемые методы модуляции неразличимы (рисунок 4.3).

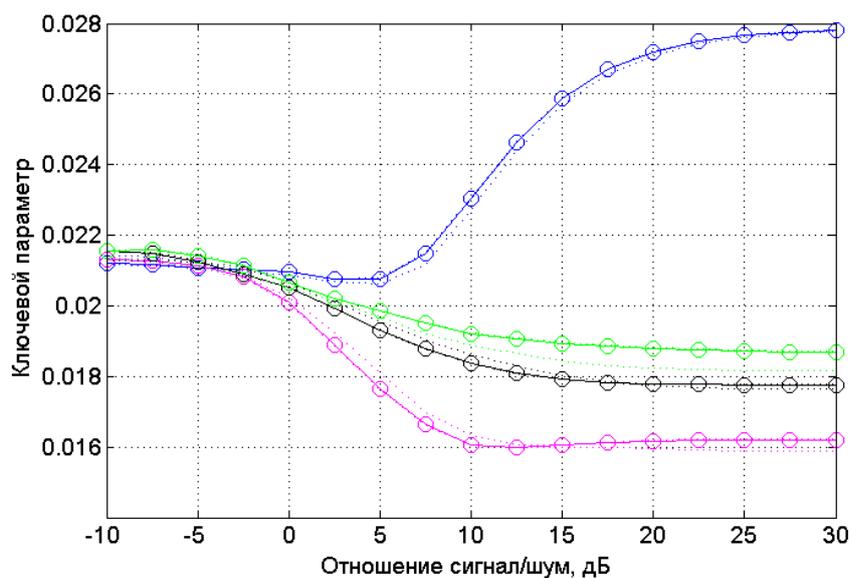


Рисунок 4.2 - Зависимость ключевого параметра от отношения сигнал/шум апробируемого метода для LTE сигнала. UL

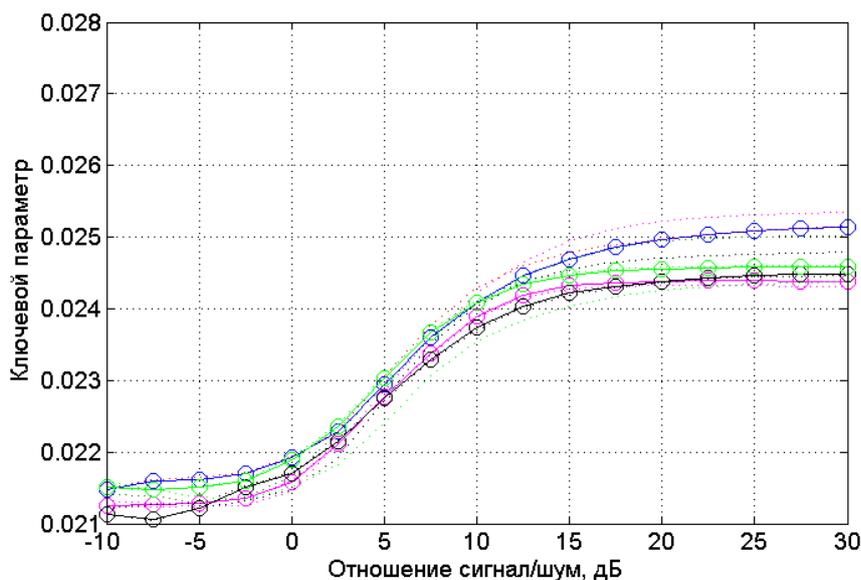


Рисунок 4.3 - Зависимость ключевого параметра от отношения сигнал/шум апробируемого метода для LTE сигнала. DL

На основе данного метода была предложена его модификация, в соответствии с которой предлагается перед вычислением ключевого параметра произвести с сигналом следующую операцию:

$$S'(n) = FFT(S1(n)IFFT(S(n))) \quad (4.2)$$

$$S1(n) = e^{-\frac{j\pi n}{N_{IFFT}}} \quad (4.3)$$

где  $FFT$  – быстрое преобразование Фурье,  $IFFT$  – обратное преобразования Фурье и  $S1(n)$  – сигнал с постоянной единичной амплитудой и с линейно убывающей фазой от 0 до  $-\pi$ ,  $N_{IFFT}$  – количество отсчетов ОБПФ.

В результате такого преобразования сигналы с модуляцией ФМ-2 и ФМ-4 на поднесущих становятся различимыми. ФМ-2 идентифицируется с вероятностью не менее 99% при ОСШ от -5 до 30 дБ (рисунок 4.4), а ФМ-4 не менее 99 % при ОСШ до 0 дБ..

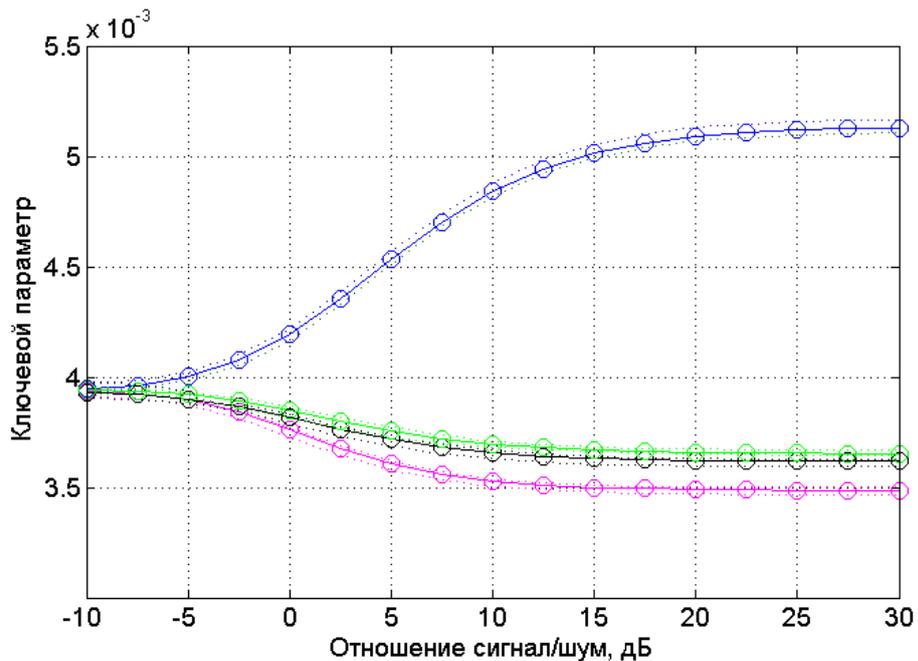


Рисунок 4.4 - Зависимость ключевого параметра от отношения сигнал/шум для модифицированного метода.

Вторая часть посвящена задаче измерения текущего отношения сигнал/шум без использования опорных сигналов. В стандарте LTE, как и в OFDM системах в целом, применяется защитный интервал, называемый циклическим префиксом для борьбы с межсимвольной интерференцией. Это означает разделение длительности символа на полезную часть и циклический префикс, формирующийся путем дублирования определенного количества отсчетов с конца символа в его начало. Это свойство и лежит в основе предлагаемого метода.

#### 4.2 Определение текущего отношения сигнал/шум в полосе сигнала.

Определение текущего отношения сигнал шум в полосе сигнала (SNR) является важной задачей при оценке качества функционирования систем связи, кроме того SNR - это основной критерий для принятия решений в различных адаптивных системах, например, при использовании адаптивной модуляции и кодирования. Значение SNR используется в когнитивном радио для динамического изменения параметров, в задачах идентификации видов модуляции для выставления правильного порогового значения и т.д.

В настоящее время существует множество методов, позволяющих получать оценку значения SNR в системах с ортогональным частотным мультиплексированием. Условно их можно разделить на два класса: Data-Aided (DA) [68-70] и Non-Data-Aided (NDA) [71-73]. DA методы показывают высокую эффективность, но требуют знания информации о принимаемом сигнале. Например, в случае использования пилотных последовательностей, они должны быть заранее известны на приемной стороне. Особенностью же NDA методов является возможность работы при полном отсутствии сведений о принимаемом сигнале. Методы на основе циклического префикса являются NDA методами, т.к. в данном случае знание последовательности, являющейся циклическим префиксом, на приемной стороне не требуется. Применение NDA методов так же позволяет избежать использования пилотных сигналов и тем самым повысить эффективность системы передачи информации, т.к. вместо пилотных сигналов можно будет передать информацию от пользователей.

В данной части главы предложен NDA метод определения SNR для OFDM систем, использующий циклический префикс [74,75]. Для оценки SNR метод предполагает вычисление автокорреляционной функции (АКФ) циклического префикса и взаимокорреляционной функции (ВКФ) циклического префикса и его прообраза (последовательности с конца OFDM символа).

##### Описание метода.

На вход системы поступает смесь сигнала с шумом:

$$S(t) = S_{OFDM}(t) + n(t) \quad (4.4)$$

где  $S_{OFDM}(t)$  - переданный сигнал,  $n(t)$  - аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ). Далее осуществляется последовательно-параллельное преобразование, после которого сигнал имеет структуру фрейма из  $N$  - отсчетов, где  $N$  - количество отсчетов, содержащихся в одном OFDM символе. Стоит отметить, что предложенный метод предусматривает идеальную работу системы символьной синхронизации, что позволит безошибочно выделять циклический префикс и его прообраз из информационной последовательности. Так же в предложенном

методе каждый фрейм на выходе последовательно-параллельного преобразователя нормируется таким образом, чтобы его средняя мощность была равна единице. Из накопленной последовательности выбираются отсчеты, соответствующие циклическому префиксу и его прообразу. Обозначим искаженный циклический префикс и его прообраз как  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ .

С учетом шума в канале циклический префикс можно записать как

$$S_1(t) = S_{cp}(t) + n_1(t) \quad (4.5)$$

где  $S_{cp}(t)$  – неискаженный циклический префикс, а ввиду полной идентичности, следовательно и его прообраз.

При этом прообраз будет иметь вид:

$$S_2(t) = S_{cp}(t) + n_2(t) \quad (4.6)$$

Найдем АКФ циклического префикса:

$$\begin{aligned} R_{S_1S_1}(\tau) &= \int S_1(t)S_1^*(t-\tau)dt = \int [S_{cp}(t) + n_1(t)][S_{cp}^*(t-\tau) + n_1^*(t-\tau)]dt = \\ &= \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t-\tau)dt + \int S_{cp}(t)n_1^*(t-\tau)dt + \int n_1(t)S_{cp}^*(t-\tau)dt + \int n_1(t)n_1^*(t-\tau)dt \end{aligned} \quad (4.6)$$

ВКФ между  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ :

$$\begin{aligned} R_{S_1S_2}(\tau) &= \int S_1(t)S_2^*(t-\tau)dt = \int [S_{cp}(t) + n_1(t)][S_{cp}^*(t-\tau) + n_2^*(t-\tau)]dt = \\ &= \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t-\tau)dt + \int S_{cp}(t)n_2^*(t-\tau)dt + \int n_1(t)S_{cp}^*(t-\tau)dt + \int n_1(t)n_2^*(t-\tau)dt \end{aligned} \quad (4.7)$$

При  $\tau = 0$  получим:

$$R_{S_1S_1}(0) = \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t)dt + \int S_{cp}(t)n_1^*(t)dt + \int n_1(t)S_{cp}^*(t)dt + \int n_1(t)n_1^*(t)dt \quad (4.8)$$

$$R_{S_1S_2}(0) = \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t)dt + \int S_{cp}(t)n_2^*(t)dt + \int n_1(t)S_{cp}^*(t)dt + \int n_1(t)n_2^*(t)dt \quad (4.9)$$

При усреднении получаемых значений  $R_{S_1S_1}(0)$  и  $R_{S_1S_2}(0)$ , составляющие  $\int S_{cp}(t)n_1^*(t)dt$  и  $\int S_{cp}(t)n_2^*(t)dt$ ,  $\int n_1(t)S_{cp}^*(t)dt$ ,  $\int n_1(t)n_2^*(t)dt$  в (4.8) и (4.9) будут стремиться к 0. Таким образом, при достаточно большом количестве усредняемых значений  $R_{S_1S_1}(0)$  и  $R_{S_1S_2}(0)$ , можно записать:

$$R_{S_1S_1mean}(0) = \frac{\sum_{i=1}^M R_{S_1S_1i}}{M} \approx \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t)dt + \int n_1(t)n_1^*(t)dt \approx P_s + P_n \quad (4.10)$$

$$R_{S_1S_2mean}(0) = \frac{\sum_{i=1}^M R_{S_1S_2i}}{M} \approx \int S_{cp}(t)S_{cp}^*(t)dt \approx P_s \quad (4.11)$$

где  $M$  - объем усредняемой выборки значений КФ и АКФ.

Далее значение отношения сигнал/шум в полосе сигнала можно найти как:

$$\hat{SNR} = 10 \log_{10} \left( \frac{R_{S1S2mean}(0)}{R_{S1S1mean}(0) - R_{S1S2mean}(0)} \right) \quad (4.12)$$

Однако такой метод имеет низкую точность оценки SNR [74]. В связи с этим была предложена другая методика. В качестве ключевого параметра, по которому будет определяться SNR, была выбрана мощность шума  $P$ , определяемая как:

$$P = \log_{10} (R_{S1S1mean}(0) - R_{S1S2mean}(0)) \quad (4.13)$$

Т.о. общий принцип предлагаемого метода заключается в следующем: на вход поступает смесь сигнала с шумом  $z(t)$ , которая поступает на последовательно-параллельный преобразователь, затем сигнал в виде фрейма поступает на нормирующее устройство, на выходе которого смесь сигнала с шумом имеет мощность 1 Вт. Затем сигнал поступает на два селектора, один отвечает за выбор отсчетов, соответствующих циклическому префиксу, другой – его прообразу. После чего получаем 2 ветви обработки сигнала, отвечающих за расчет авто- и взаимнокорреляционной функции. После чего в каждой ветви вычисляется математическое ожидание и разность математического ожидания результата авто- и взаимнокорреляционной функции. На этом этапе получаем ключевой параметр, который затем пересчитывается в текущее значение отношения сигнал/шум.

#### **Имитационное моделирование.**

При оценке значения SNR в среде MATLAB/Simulink использовались следующие параметры: занимаемая полоса 1.4 МГц, циклический префикс нормальный, метод модуляции ФМ-4, направление передачи downlink. Моделирование проводилось для канала с АБГШ при идеальной работе системы символьной синхронизации. Результаты моделирования получены с достоверностью 0.997, при этом относительная ошибка составляет не более  $2.6 \cdot 10^{-4}$ .

Зависимость полученных значений авто- и взаимнокорреляционной функции от текущего значения отношения сигнал/шум представлена на рисунке 4.5.

Зависимость полученных нормированных значений авто- и взаимнокорреляционной функции от текущего значения отношения сигнал/шум представлена на рисунке 4.6 для полосы сигнала 1.4 МГц. Нормировка произведена к максимальному значению взаимнокорреляционной функции  $k = \max(R_{S1S2mean}(0))$ .

При этом зависимость ключевого параметра  $P$  от текущего значения отношения сигнал/шум имеет вид, представленный на рисунке 4.7. На интервале от -5 до 30 дБ данную

зависимость можно аппроксимировать полиномом. Решение полученного полинома позволяет получить оценку значения отношения сигнал/шум.

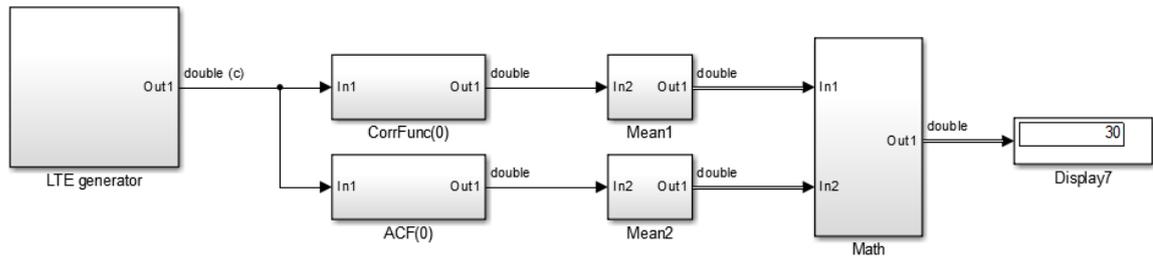


Рисунок 4.5 - Схема имитационной модели

Результаты проведенного имитационного моделирования показали, что на интервале от -5 до 30 дБ для полосы сигнала 1.4 МГц предложенный метод обеспечивает систематическую ошибку оценки значения отношения сигнал/шум менее 0.004 дБ (рисунок 4.8) при вычислении отношения сигнал/шум по 100 слотам ( $M=100$ ) длительностью 50 мс. Зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) оценки значения сигнал/шум представлена на рисунке 4.9 для разных значений усредняемых результатов  $M$ . На интервале от -5 до 30 дБ предложенный метод обеспечивает СКО оценки значения отношения сигнал/шум менее 0.11 дБ, а на интервале от 5 до 30 дБ менее 0.07 дБ.

В работах по данной тематике для оценки точности метода часто используется нормированное среднеквадратическое значение (НСКЗ) (NMSE – Normalized Mean Square Error) ошибки оценки текущего ОСШ, вычисляемое по формуле [71-73]:

$$NMSE = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \left( \frac{SNR_{\hat{}} - SNR}{SNR} \right)^2 \quad (4.14)$$

Зависимость НСКЗ ошибки оценки текущего ОСШ от текущего ОСШ представлена на рисунке 4.10.

Анализ представленных результатов показал, что предложенный NDA метод позволяет добиться точности, соизмеримой с точностью DA методов, описанных в [1], но в более широком диапазоне отношений сигнал/шум.

Рассмотренные выше характеристики метода представлены для случая идеальной работы системы символьной синхронизации. На рисунках 4.11 - 4.12 представлены результаты моделирования для случая расширенного циклического префикса и для занимаемой полосы сигнала в 1.4, 5 и 20 МГц, соответственно.

Кривая  $\tau = 0$  получена для случая идеальной работы системы символьной синхронизации (синяя линия), кривая  $\tau = 1$  для случая ошибки системы символьной

синхронизации в 1 отсчет (зеленая линия) и кривая  $\tau=3$  для случая символьной рассинхронизации в 3 отсчета (лиловая линия).

Анализ результатов показал, что для полосы 1.4 МГц и случая идеальной синхронизации НСКЗ ошибки оценки ОСШ для расширенного префикса имеет меньшее значение, чем для нормального, за счет большего количества отсчетов, составляющих циклический префикс.

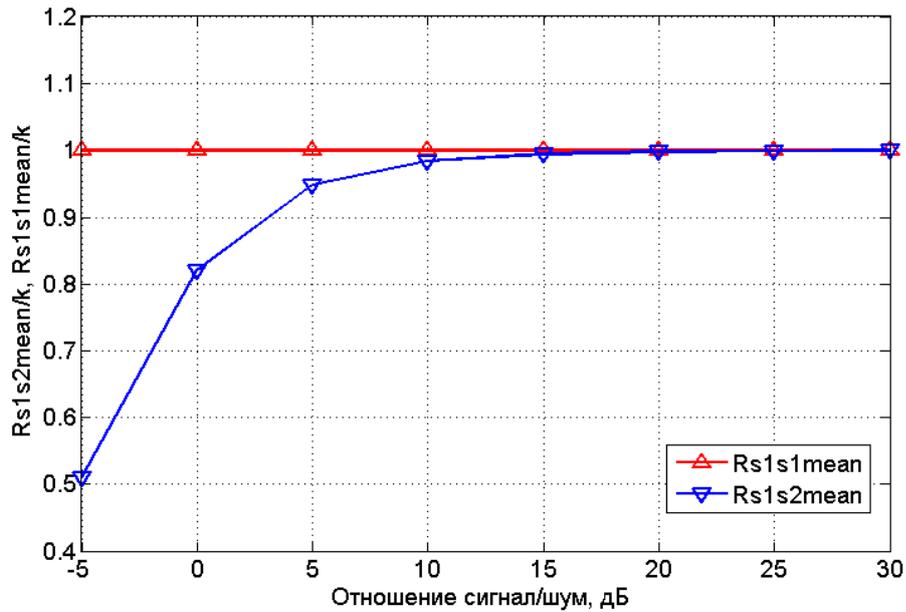


Рисунок 4.6 - Зависимость нормированных значений корреляционных функций от текущего отношения сигнал/шум

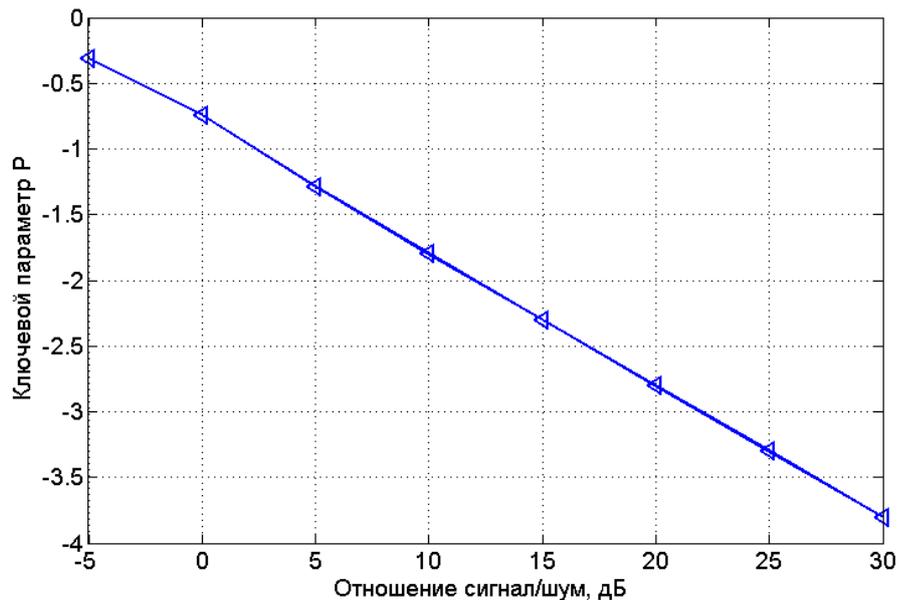


Рисунок 4.7 - Зависимость ключевого параметра  $P$  от текущего отношения сигнал/шум

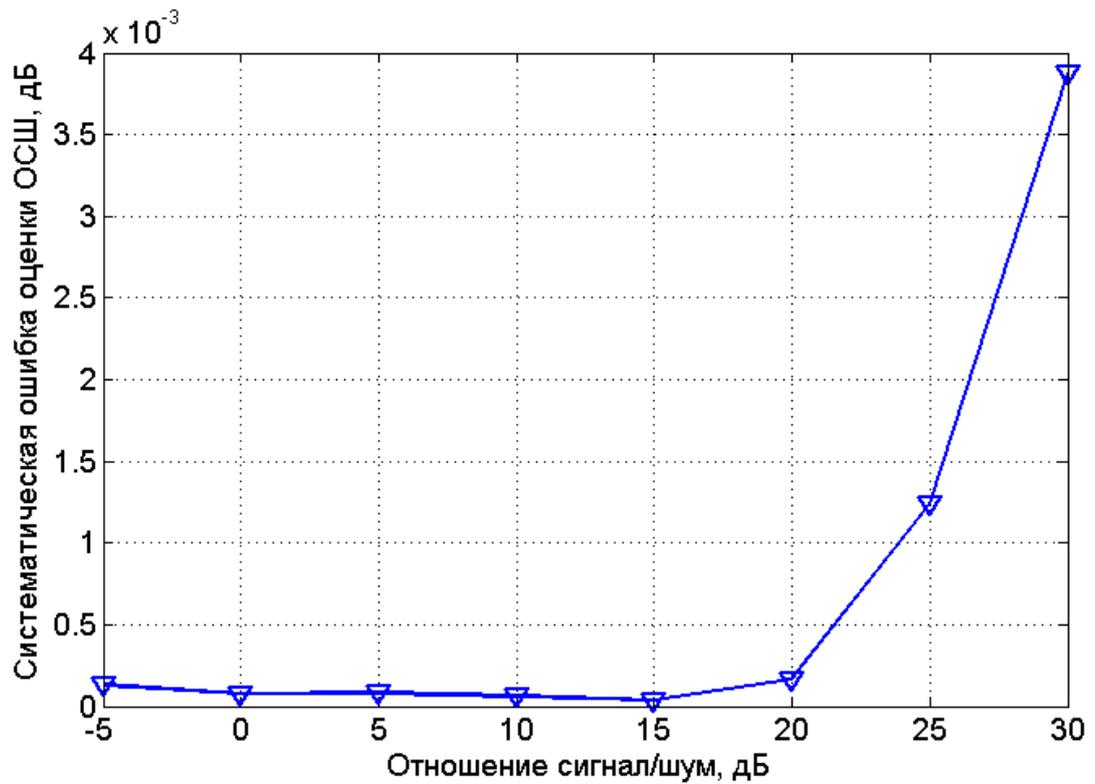


Рисунок 4.8 - Зависимость систематической ошибки оценки значения отношения сигнал/шум от текущего отношения сигнал/шум

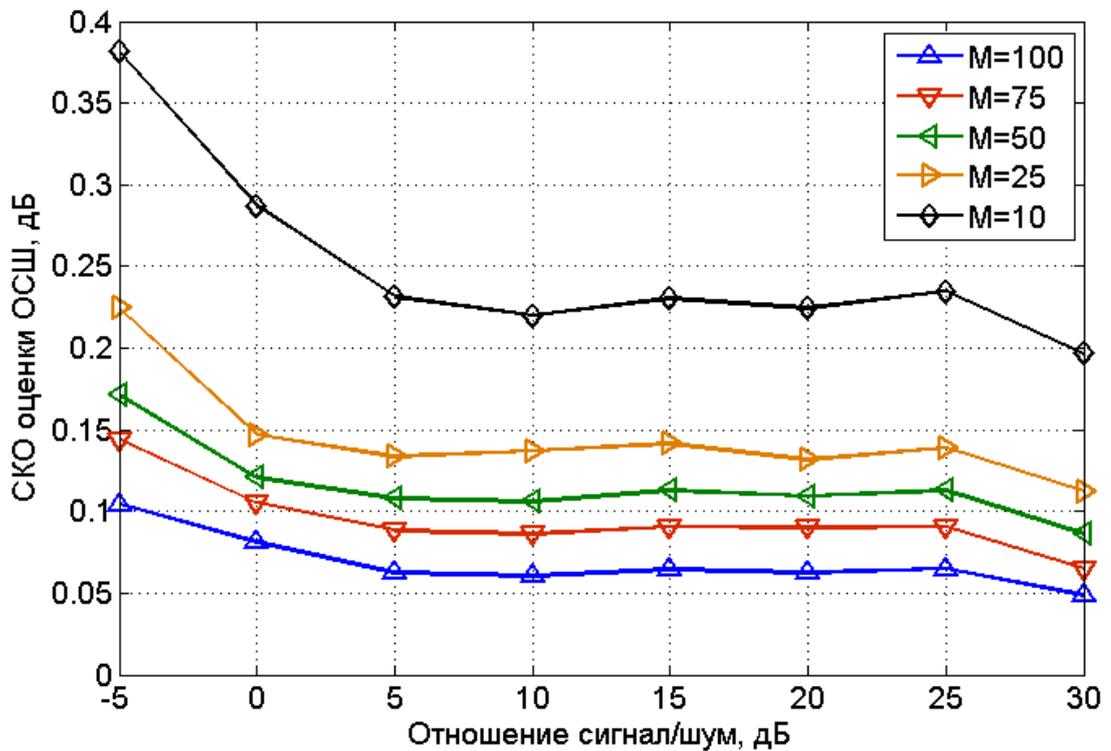


Рисунок 4.9 - Зависимость СКО ошибки оценки значения отношения сигнал/шум по от текущего отношения сигнал/шум

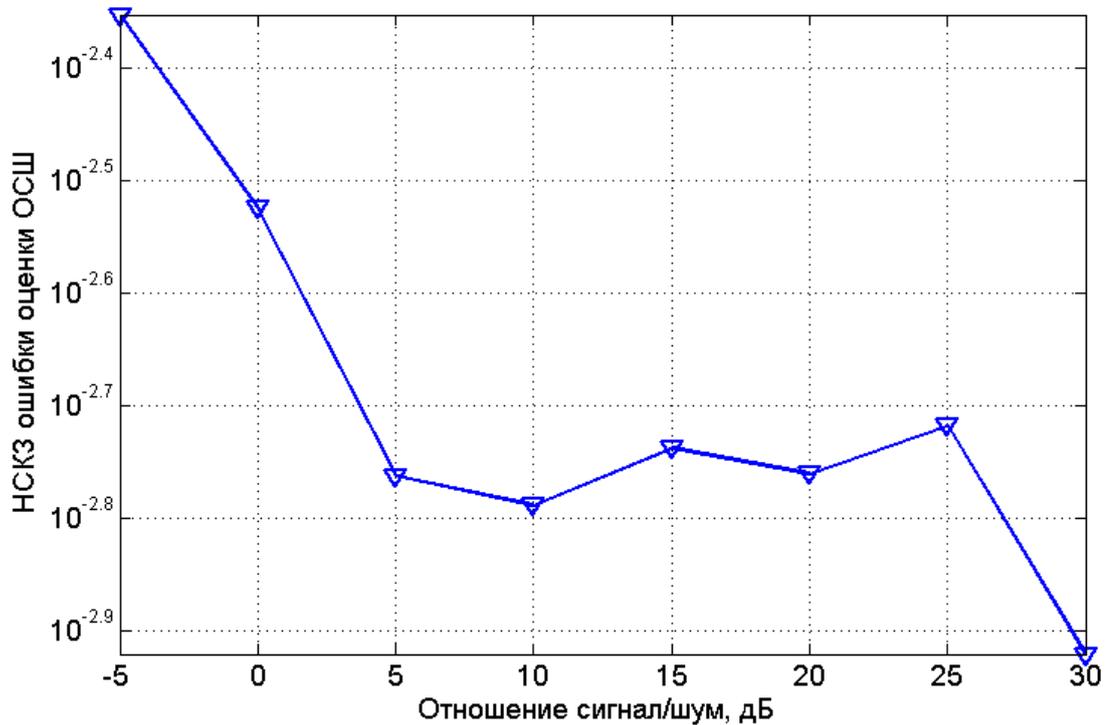


Рисунок 4.10 - Зависимость НСКЗ ошибки оценки ОСШ от текущего отношения сигнал/шум

Влияние символьной рассинхронизации даже на малое количество отсчетов привело к существенному ухудшению значения НСКЗ ошибки оценки ОСШ при высоких ОСШ, при этом влияние рассинхронизации для полосы в 20 МГц на НСКЗ ошибки оценки является наименьшим, а для полосы в 1.4 - наибольшим.

Т.о. рассинхронизация при полосе сигнала в 20 МГц позволяет использовать рассматриваемый метод оценки ОСШ при диапазоне ОСШ от 0 до 10 дБ, при этом НСКЗ ошибки оценки составляет не более порядка  $10^{-2}$ . При полосе в 1.4 и 5 МГц значение НСКЗ ошибки оценки составляет  $10^{-2}$  лишь при ОСШ 0 дБ.

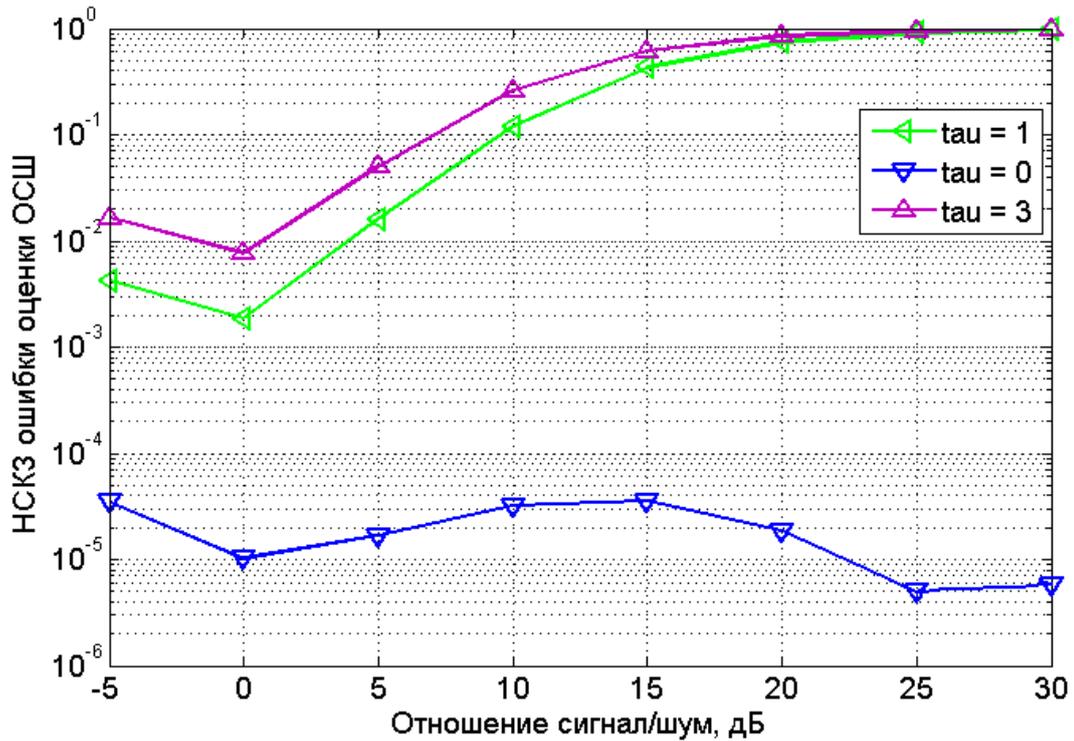


Рисунок 4.11 - Зависимость НСКЗ ошибки оценки ОСШ от текущего отношения сигнал/шум при идеальной и неидеальной временной синхронизации. Полоса сигнала 1.4 МГц.

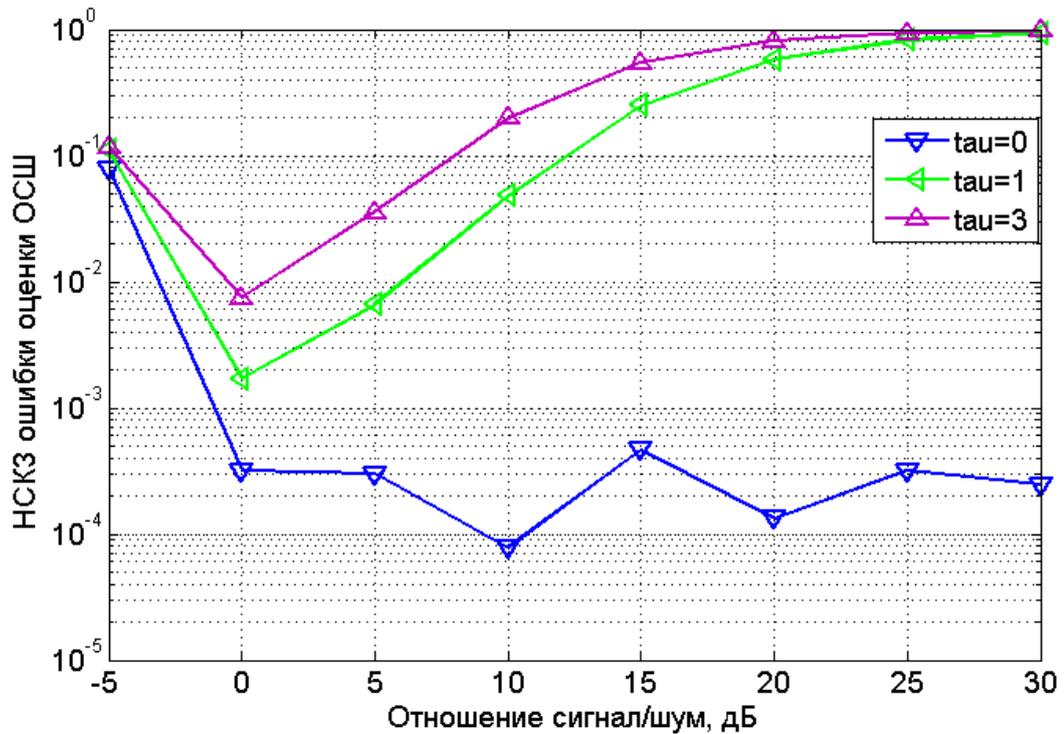


Рисунок 4.12 - Зависимость НСКЗ ошибки оценки ОСШ от текущего отношения сигнал/шум при идеальной и неидеальной временной синхронизации. Полоса сигнала 5 МГц.

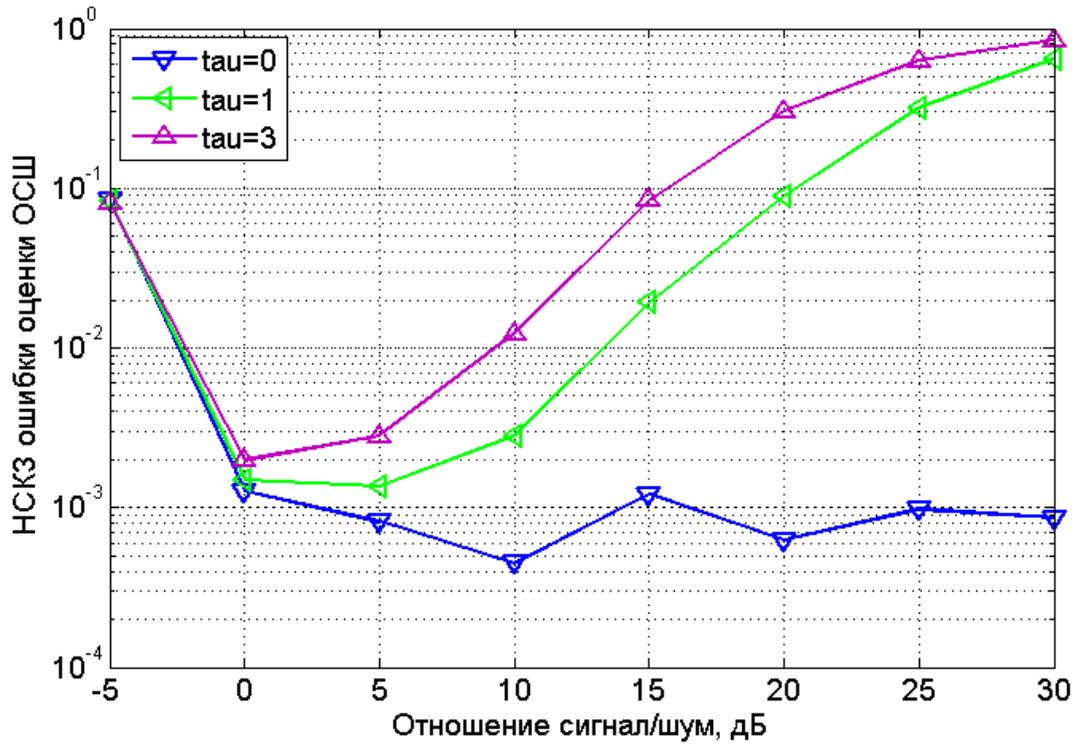


Рисунок 4.13 - Зависимость НСКЗ ошибки оценки ОСШ от текущего отношения сигнал/шум при идеальной и неидеальной временной синхронизации. Полоса сигнала 20 МГц.

### Выводы

1. Модифицирован метод идентификации вида модуляции на поднесущих для сигнала стандарта LTE. Метод позволяет идентифицировать ФМ-2 модуляцию с вероятностью не менее 99 % при ОСШ до -5 дБ, а ФМ-4 с вероятностью 99% при ОСШ до 0 дБ.
2. Предложен алгоритм определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу, обеспечивающий СКО оценки не более 0.11 дБ в диапазоне значений отношения сигнал/шум от -5 до 30 дБ.
3. Исследовано влияние ошибок символьной синхронизации на точность разработанного метода определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу.

## ГЛАВА 5. Программно-алгоритмический комплекс для идентификации и оценки параметров сигнала стандарта LTE

В главе описывается программно-алгоритмическое обеспечение (ПАО), разработанное в среде MATLAB/Simulink с применением описанных в предыдущих главах методов. Программно-алгоритмический комплекс позволяет произвести идентификацию сигнала стандарта LTE, оценку полосы сигнала, направления передачи, длины циклического префикса, длительности информационного символа на поднесущих, выполнить символьную и кадровую синхронизацию, компенсировать частотную отстройку, демодулировать принятый OFDM/SC-OFDM сигнал, оценить отношение сигнал/шум, а так же идентифицировать вид модуляции на поднесущих в слепую без использования служебной информации. Модель программно-алгоритмического комплекса и её графический интерфейс представлены на рисунках 5.1-5.2. Также в главе проведен анализ работоспособности разработанного программно-алгоритмического комплекса, выявлена эффективность идентификации и оценки даже при низких значениях отношения сигнал/шум.

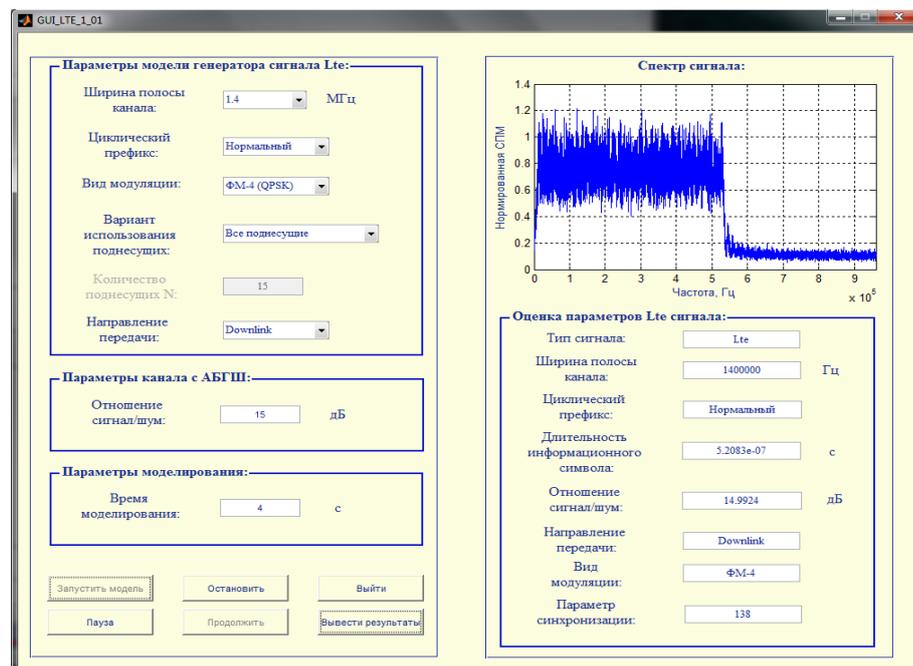


Рисунок 5.1 - Графический интерфейс разработанного программно-алгоритмического комплекса

Далее рассмотрены фрагменты ПАО с описанием назначения и перечнем операций, выполняемых отдельными элементами ПАО.

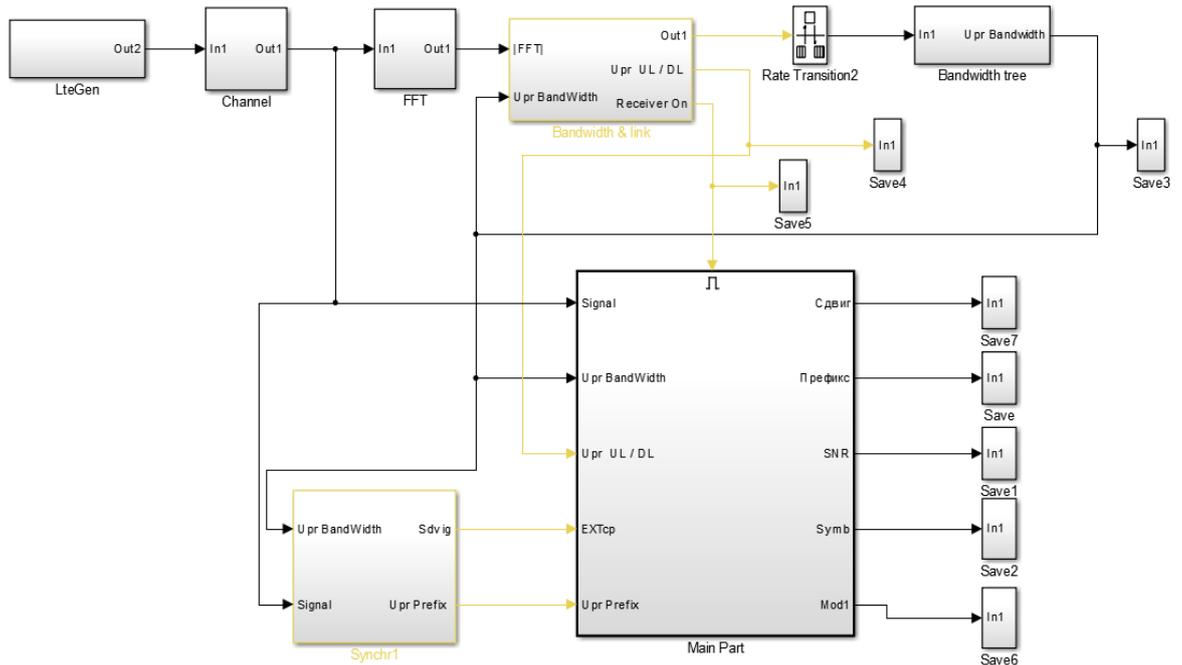


Рисунок 5.2 - Программно-алгоритмический комплекс по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE в среде MATLAB/Simulink

### Алгоритм распознавания сигнала LTE и направления передачи

Алгоритм распознавания сигнала LTE и направления передачи делится на 2 параллельные ветви. Первая отвечает за распознавание LTE сигнала, вторая за определение направления передачи. Общая структурная схема приведена на рисунке. 5.3.

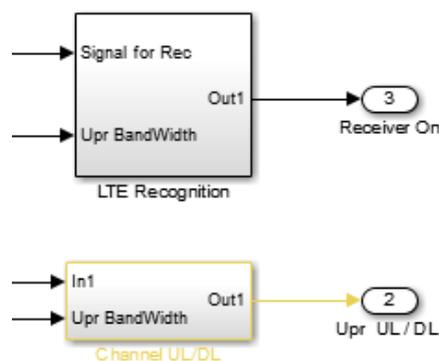


Рисунок 5.3 - Общая структурная схема ПАО распознавания вида модуляции и направления передачи радиосигналов стандарта LTE.

Анализируется информация о занимаемой полосе и длительности символа. Если занимаемая полоса и длительность символа сигнала соответствует одной из возможных в стандарте LTE, то выносится решение о том, что принятый сигнал – LTE. Также для уточнения

дополнительно вычисляется соотношение максимального значения спектральной плотности мощности к среднему. Структурная схема описанного алгоритма, отображена на рисунке 5.4.

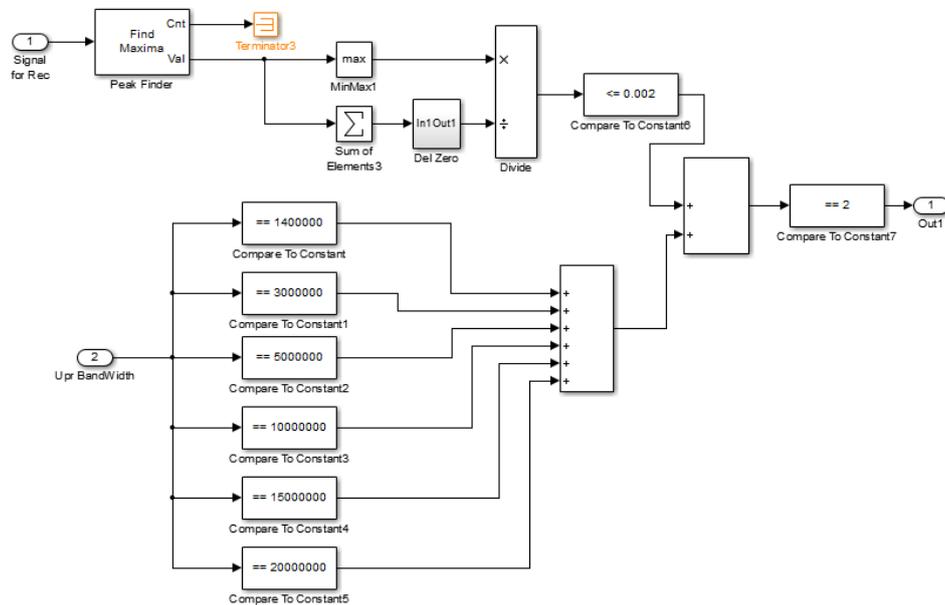


Рисунок 5.4 - Структура подсистемы LTE Recognition

Вторая ветвь обработки отвечает за определение направления передачи – uplink или downlink. На вход поступают те же сигналы, что и на ветвь идентификации LTE сигнала. Алгоритм работает по схеме, описанной в главе 3 для детектирования синхросигналов. Дополнительно используется следующее свойство: в направлении uplink используются все поднесущие, в то время как в направлении downlink центральные поднесущие не используются. Таким образом, система из поступающей выборки отсчетов нормированной спектральной плотности мощности принимаемого сигнала, отфильтрованной по заданному уровню амплитуды, выхватываются отсчеты, соответствующие центральным поднесущим. Именно для этого система использует информацию о занимаемой полосе сигнала. Далее определяется среднее значение амплитуды нормированной отфильтрованной по уровню спектральной плотности мощности. В случае нулевого среднего значения принимается решение о downlink направлении, в случае ненулевого среднего – uplink. Структурная схема описанного алгоритма, отображена на рисунках 5.5-5.6.

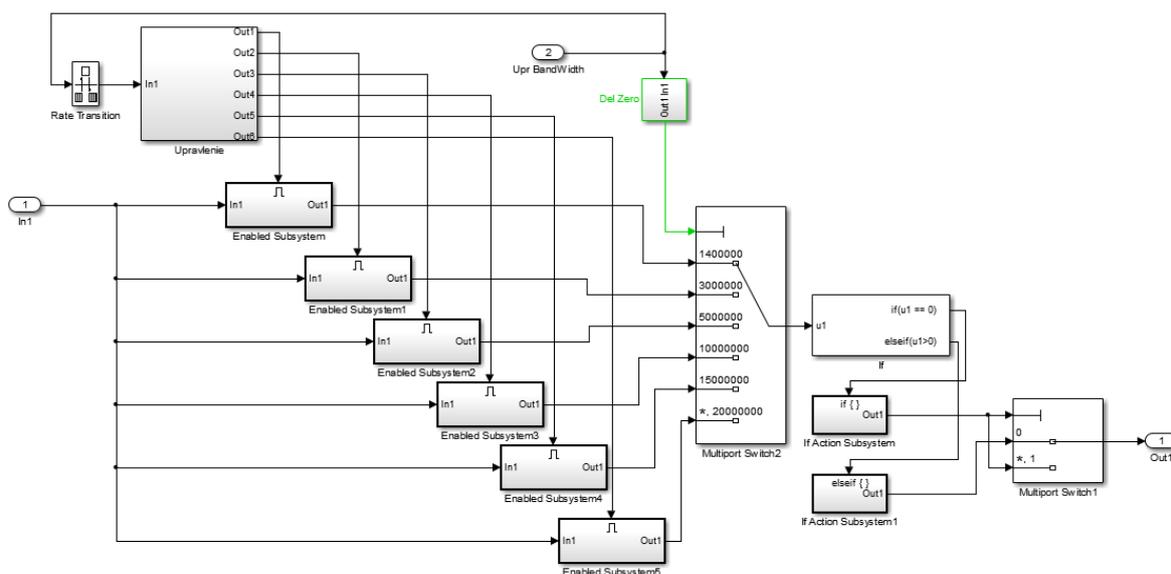


Рисунок 5.5 - Структура подсистемы Channel UL/DL

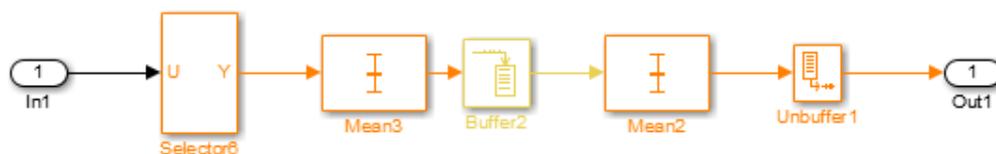


Рисунок 5.6 - Структура подсистемы Enabled Subsystem

Алгоритм определения полосы радиосигнала использует методику, описанную в главе 3, совместно с методом вычисления полосы по уровню  $x$  дБ. Алгоритм метода по уровню  $x$  дБ состоит из двух основных этапов – этапа нахождения усредненного спектра и определения по спектру принимаемого сигнала занимаемой полосы и этапа проверки соответствия полученного значения занимаемой полосы со значениями, утвержденными стандартом LTE. Структурная схема представлена на рисунках 5.7-5.10.



Рисунок 5.7 - Блок-схема ПАО определения полосы радиосигнала стандарта LTE

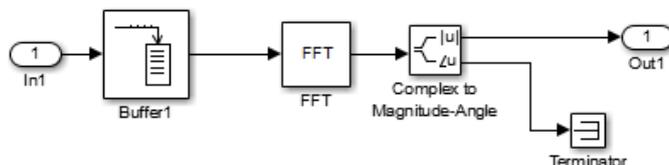


Рисунок 5.8 - Структура подсистемы FFT

На вход поступают отсчеты принятого сигнала. Далее накапливается заданное количество отсчетов. После чего отсчеты поступают на блок быстрого преобразования Фурье (БПФ), после чего по полученным отсчетам находится амплитудный спектр сигнала. Далее полученный спектр сигнала поступает на блок усреднения, за счет которого достигается уменьшение уровня зашумленности спектра. Затем сигнал нормируется и фильтруется по уровню амплитуды 0.7. На последующую обработку пропускаются отсчеты лишь с амплитудой более 0.7. Далее находятся индексы всех локальных максимумов отфильтрованного по уровню амплитудного спектра сигнала. Из полученного массива значений находится максимальное значение индекса. Этот индекс характеризует расположение крайней составляющей спектра сигнала заданной амплитуды и является ключевым параметром определения значения занимаемой полосы.

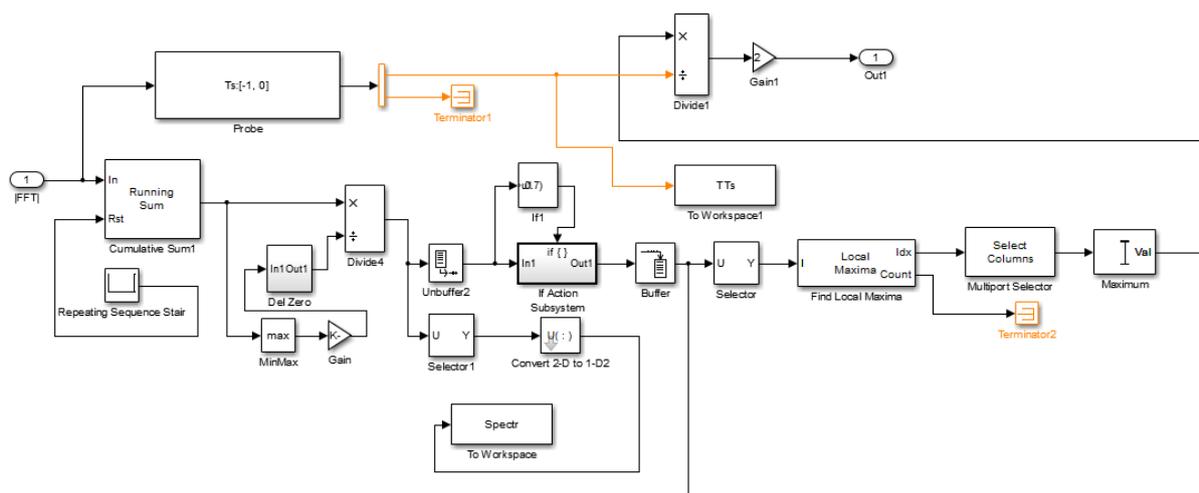


Рисунок 5.9 - Структура подсистемы Bandwidth &amp; link

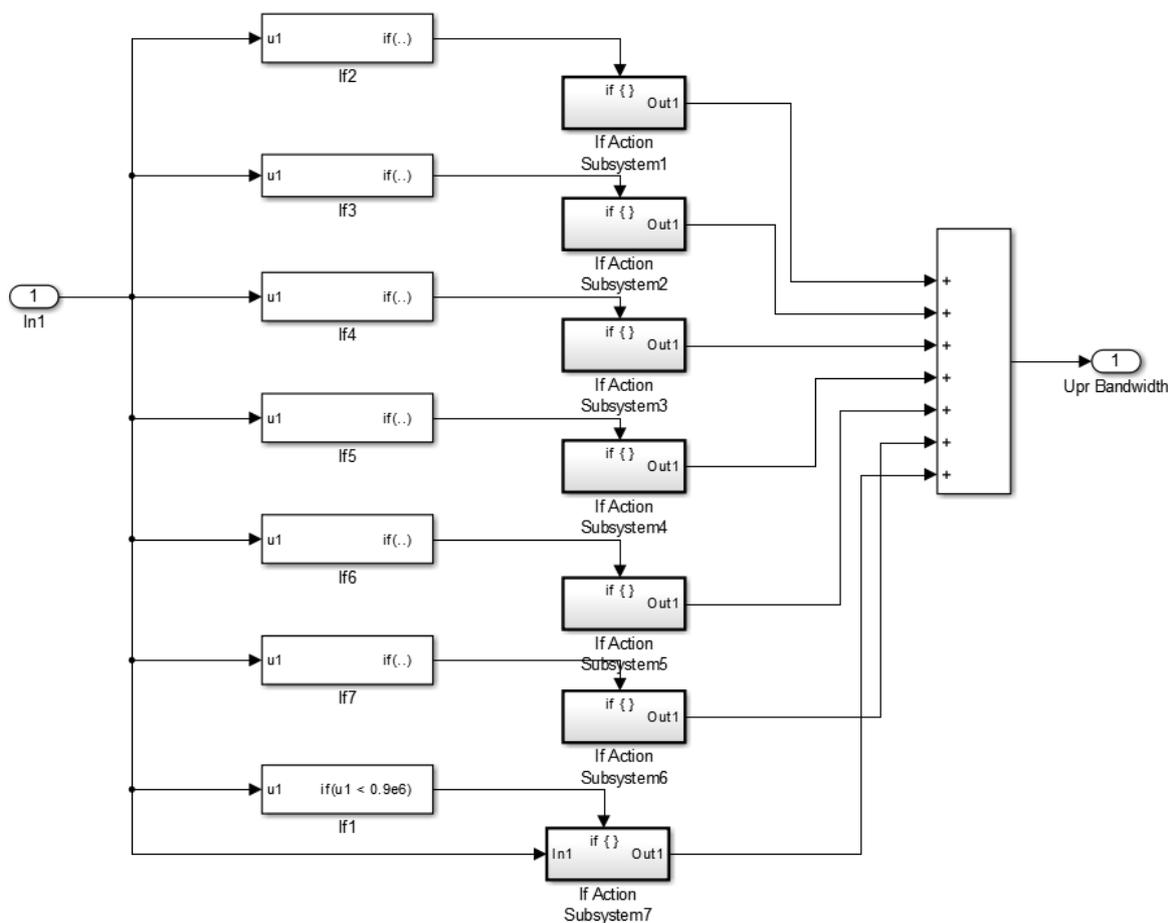


Рисунок 5.10 - Структура подсистемы Bandwidth Tree

На втором этапе происходит проверка соответствия полученного значения занимаемой полосы с возможными значениями, обусловленными стандартом. Данная операция необходима для того, что в стандарте используется зануление боковых поднесущих. Дерево принятия решения накапливает заданное количество значений, усредняет их и проверяет соответствие полученного значения занимаемой полосы со значениями, утвержденными стандартом LTE.

В случае если полученное значение занимаемой полосы меньше, чем 1 МГц, на выход подается вычисленное значение. В случае если вычисленная занимаемая полоса больше 1 МГц, происходит округление рассчитанного значения в сторону ближайшего значения занимаемой полосы обусловленной стандартом LTE, то есть на выходе получаем одно из возможных значений: 1.4 МГц, 3 МГц, 5 МГц, 10 МГц, 15 МГц, 20 МГц.

Алгоритм ПАО определения параметров синхронизации радиосигнала стандарта LTE состоит из 2ух основных этапов – этапа определения размера циклического префикса и этапа определения параметров синхронизации, позволяющих определить моменты начала OFDM символов. Блок схема алгоритма представлена на рисунке 5.11.

На вход поступает последовательность отсчетов принятого сигнала, далее сигнал поступает на несколько параллельных ветвей обработки. Первая ветвь определяет размер циклического префикса – нормальный или расширенный. Алгоритм основывается на следующем свойстве: при нормальном префиксе и расширенном префиксе слот состоит из разного количества OFDM символов, таким образом, при построении корреляционной кривой на основе циклического префикса будет наблюдаться разное количество локальных максимумов. Количество локальных максимумов и является ключевым параметром для определения размера циклического префикса. При этом метод не требует считывания служебной информации и обеспечивает высокую достоверность определения размера префикса. Однако, стоит отметить, метод требует сведений о занимаемой полосе сигнала, получаемых от ПАО определения полосы радиосигнала стандарта LTE. Блок схема описанного алгоритма представлена на рисунках 5.12-5.16.

Остальные 2 ветви параллельной обработки предназначены для определения параметров синхронизации принимаемого сигнала. Каждая ветвь настроена на нормальный и расширенный циклический префикс соответственно. Алгоритм определения параметров синхронизации аналогичен описанному выше. Каждая ветвь строит корреляционную характеристику на основе циклического префикса и по ней определяет расположение максимума корреляционной функции.

Далее находится номер отсчета, соответствующего максимуму корреляционной характеристики. Полученное значение отсчета показывает момент начала OFDM символа. Таким образом, на выходе каждой ветви, определяется номер отсчета, но лишь одно значение из двух имеющихся является верным. Выбор верного результата осуществляется на основе решения первой, описанной выше, ветви, которая на основе вынесенного решения о размере циклического префикса выносит решение о том, какое значение из двух доступных передать в последующие ПАО. При определении размера циклического префикса при получении результата равного 3 означает нормальный циклический префикс, значение 4 – расширенный. При получении значения 5 – система еще не вынесла решения.

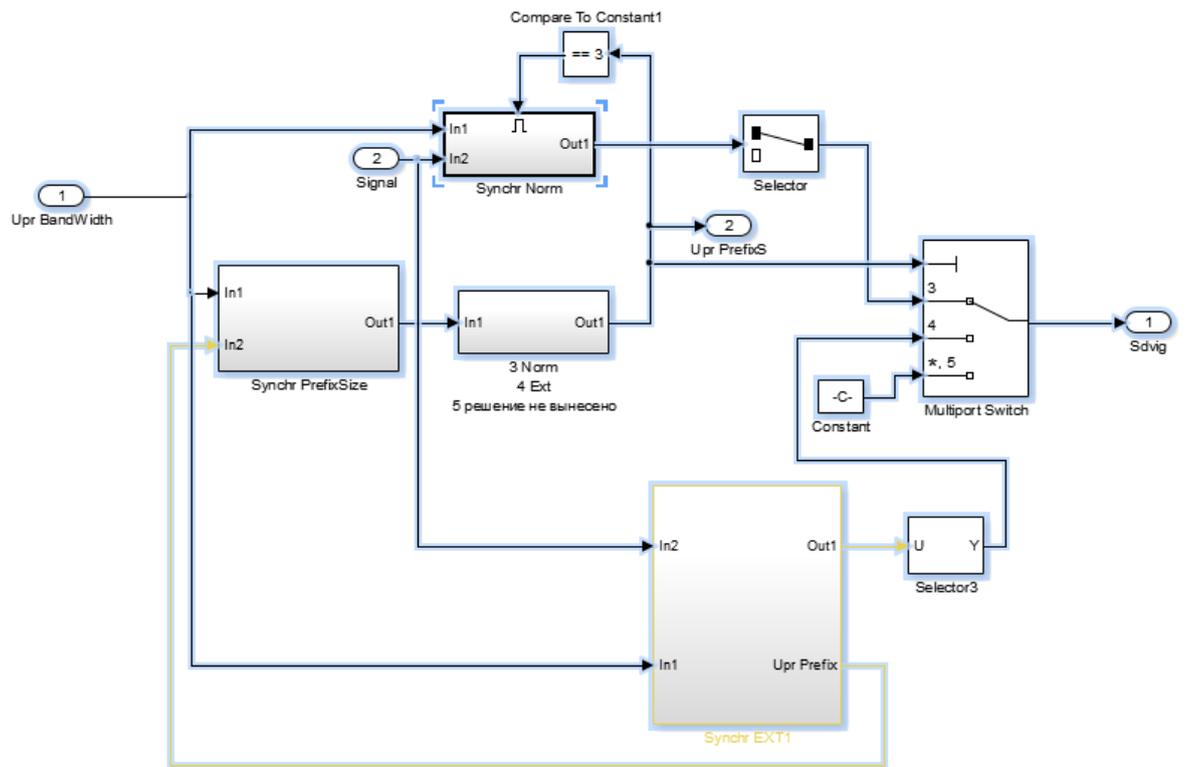


Рисунок 5.11 Блок-схема ПАО определения параметров синхронизации радиосигнала стандарта LTE

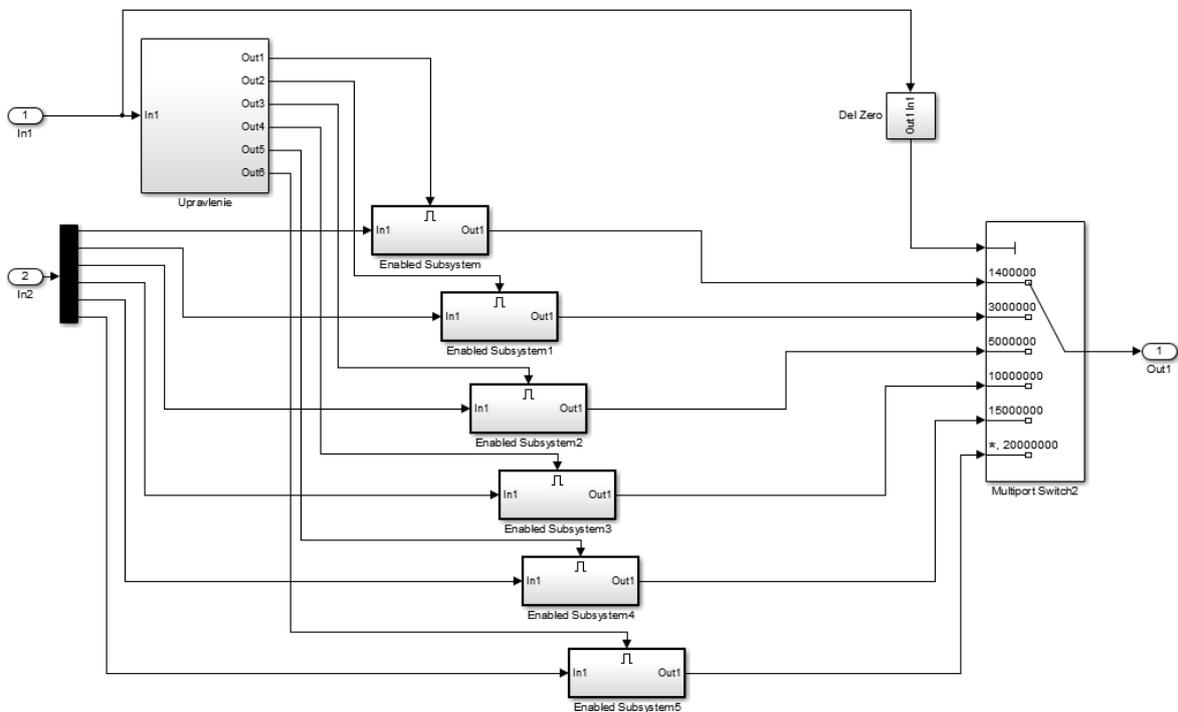


Рисунок 5.12 - Структура подсистемы Synchr PrefixSize



Рисунок 5.13 - Структура подсистемы Enabled Subsystem

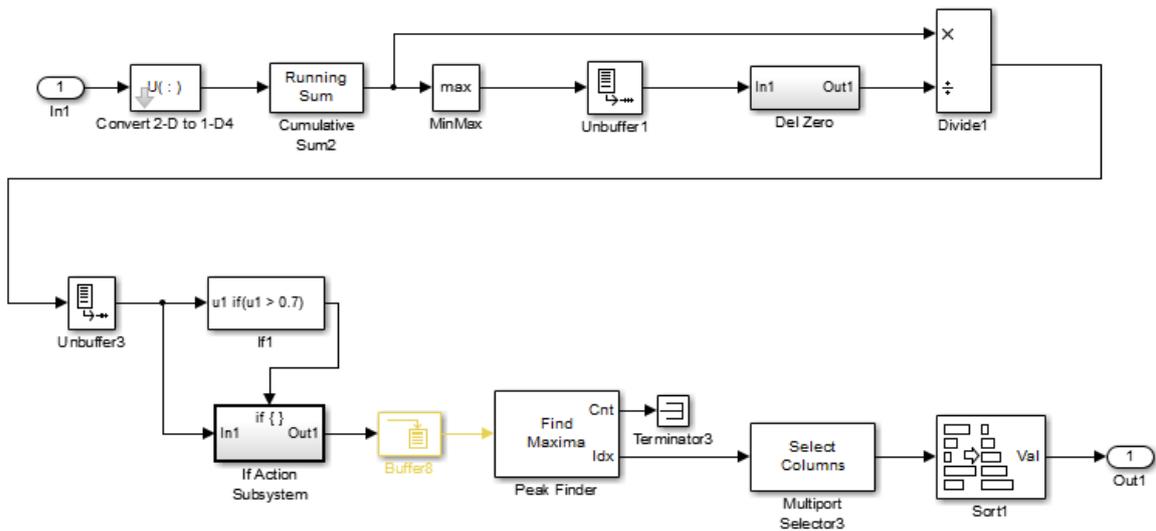


Рисунок 5.14 - Структура подсистемы Average ACF(lags)1

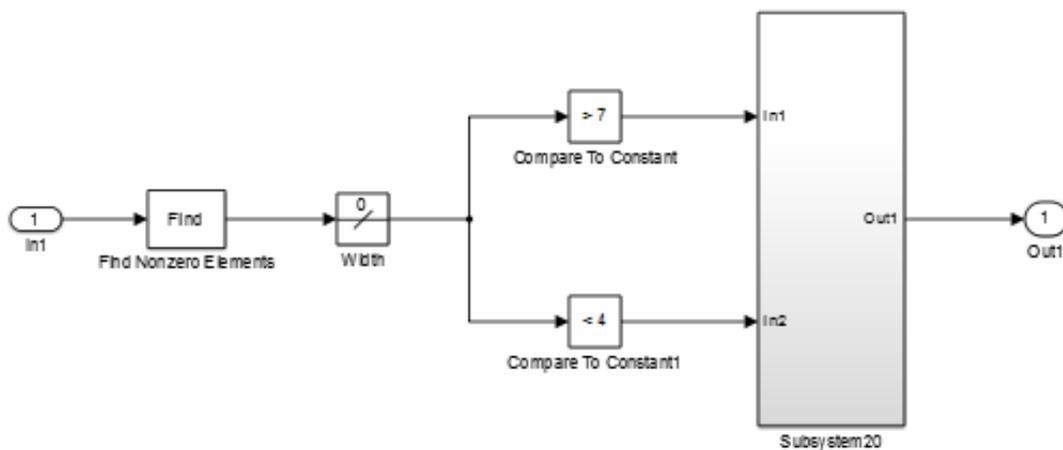


Рисунок 5.15 - Структура подсистемы: 3 Norm 4 Ext 5 решение не вынесено

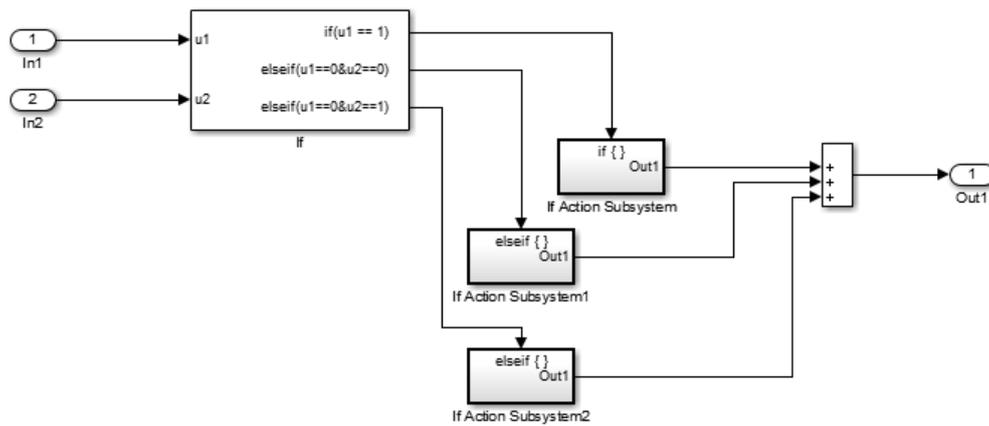


Рисунок 5.16 - Структура подсистемы Subsystem20

Структурные схемы подсистем символической синхронизации для нормального и расширенного циклического префикса представлены на рисунках 5.17-5.26.

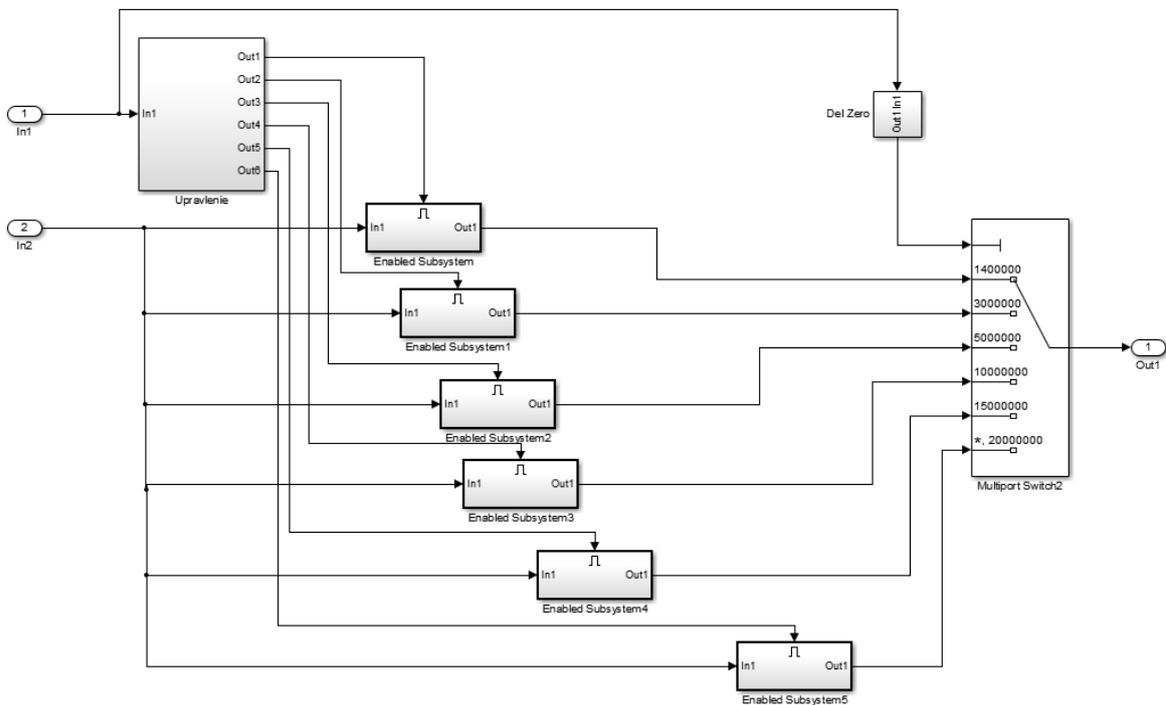


Рисунок 5.17 - Структура подсистемы Synchr Norm

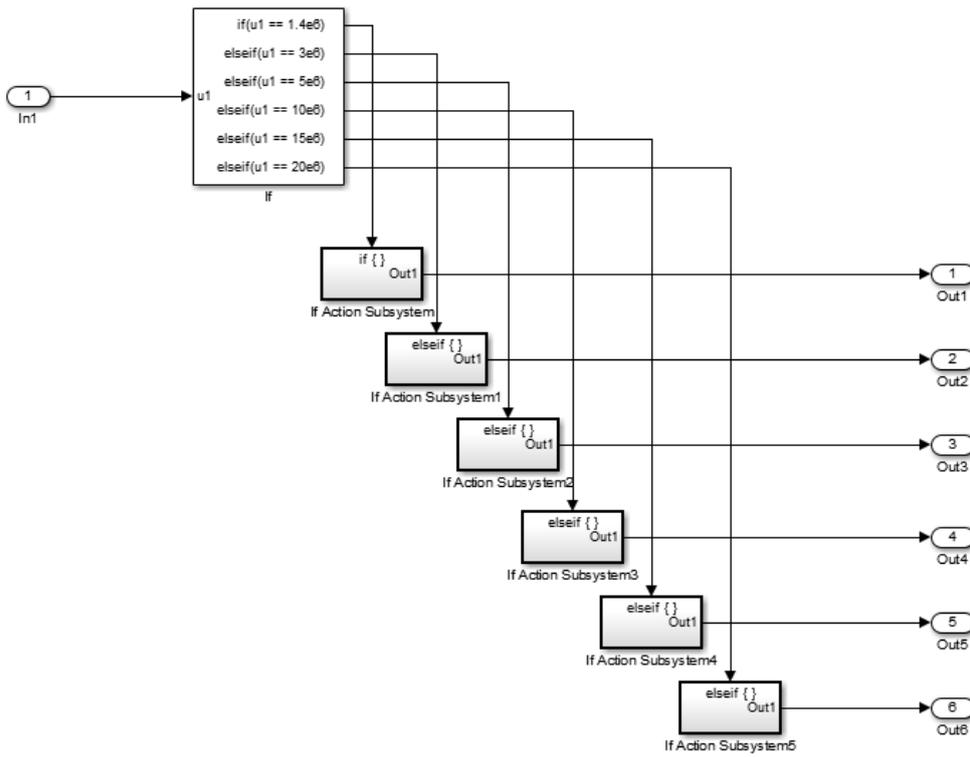


Рисунок 5.18 - Структура подсистемы Upravlenie

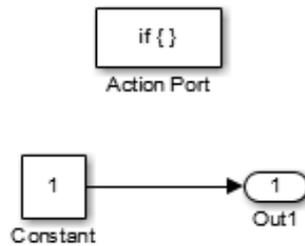


Рисунок 5.19 - Структура подсистемы If Action Subsystem

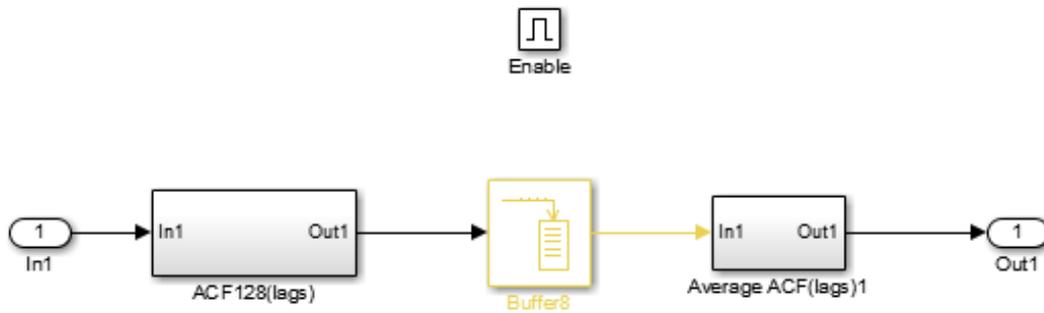


Рисунок 5.20 - Структура подсистемы Enabled Subsystem

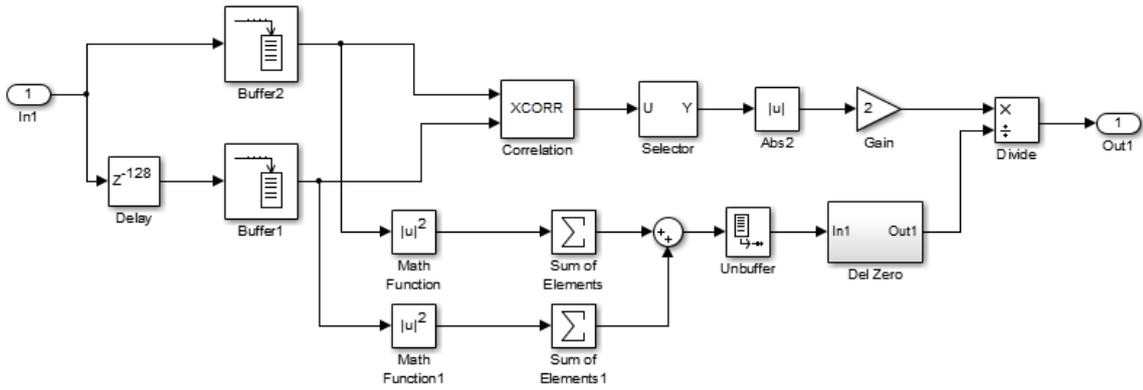


Рисунок 5.21 - Структура подсистемы ACF128(lags)

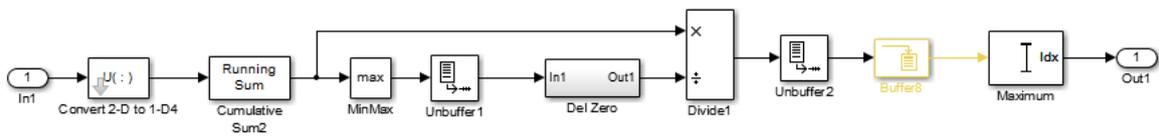


Рисунок 5.22 - Структура подсистемы Average ACF(lags)1

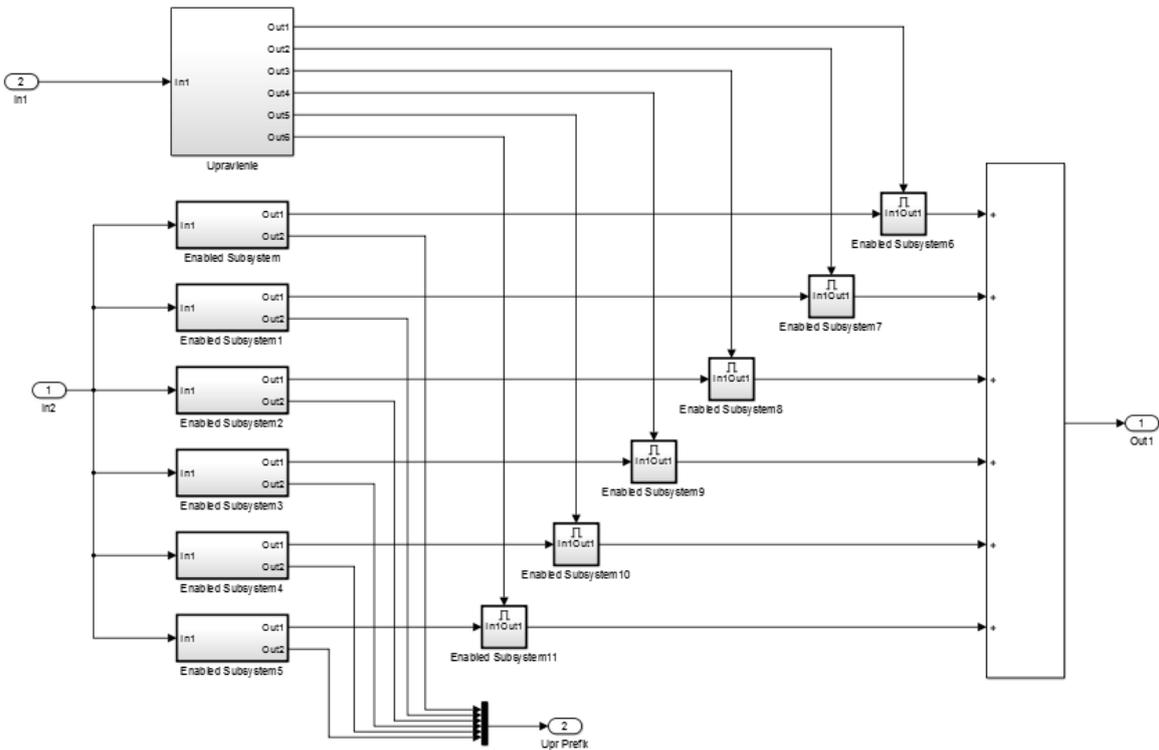


Рисунок 5.23 - Структура подсистемы Synchr EXT1

Структура подсистемы Upravlenie рисунка 5.23 полностью повторяет представленную на Рисунке 5.18.

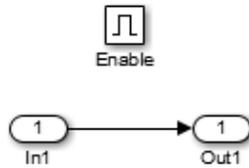


Рисунок 5.24 - Структура управляемой подсистемы Enabled Subsystem

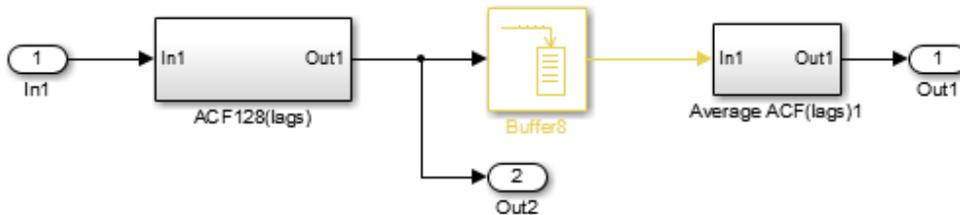


Рисунок 5.25 - Структура подсистемы Enabled Subsystem

Структура подсистемы ACF128(lags) рисунка 5.25 полностью повторяет представленную на рисунке 5.21.

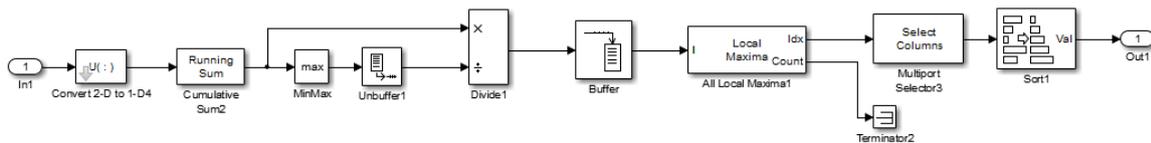


Рисунок 5.26 - Структура подсистемы Average ACF(lags)1

Алгоритм ПАО определения отношения сигнал/шум в полосе радиосигнала стандарта LTE построен по схеме, аналогичной алгоритму ПАО определения параметров синхронизации радиосигнала стандарта LTE. В основе алгоритма так же лежит использование циклического префикса LTE сигнала. Так как циклический префикс представляет собой продублированную в начало каждого слота информационную последовательность, это свойство можно использовать для оценки отношения сигнал/шум. ПАО определения отношения сигнал/шум в полосе радиосигнала стандарта LTE использует в качестве входных данных сведения от других ПАО о размере циклического префикса, направлении передачи и занимаемой полосе, что позволяет задать правильную конфигурацию ПАО определения отношения сигнал/шум в полосе радиосигнала стандарта LTE для определения отношения сигнал/шум. Алгоритм основан на

построении корреляционной функции синхронизированного сигнала по циклическому префиксу. Построение корреляционной характеристики осуществляется в 2 параллельных ветвях: первая ветвь настроена на нормальный циклический префикс, вторая- на расширенный.

Общая структура алгоритма представлена на рисунке 5.27.

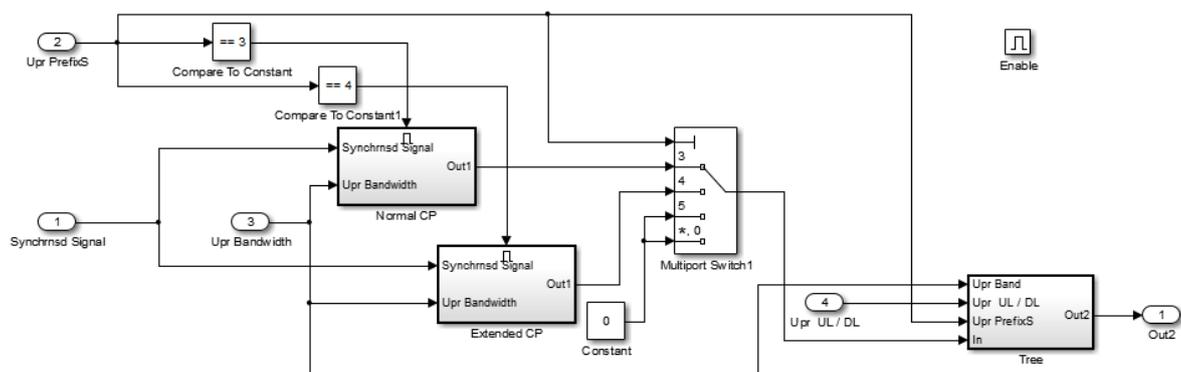


Рисунок 5.27 - Блок-схема ПАО определения ОСШ радиосигнала стандарта LTE

Далее находится ключевой параметр по математическому описанию, представленному в главе 4. Далее осуществляется пересчет величины ключевого параметра корреляционной функции в значение отношения/сигнал шум. Сигнал, характеризующий размер циклического префикса, также является управляющим сигналом, указывающим, значения с выхода какой из двух ветвей передать далее. После чего полученное значение поступает на дерево, в котором учитывается занимаемая полоса сигнала, размер префикса и направление передачи. В зависимости от этих параметров вводятся различные корректирующие коэффициенты. Каждая ветвь дерева настроена на определенную полосу сигнала и осуществляет расчет только при поступлении сигнала управления. Выходы каждой ветви суммируются, и результат передается в последующие ПАО. Применение сумматора обусловлено выше описанным свойством – в каждый момент времени работает лишь одна ветвь, таким образом, на выходе остальных формируется 0 и сложение выходов всех ветвей не вносит искажений. Структурные схемы описанного алгоритма изображены далее на рисунках 5.28-5.40.

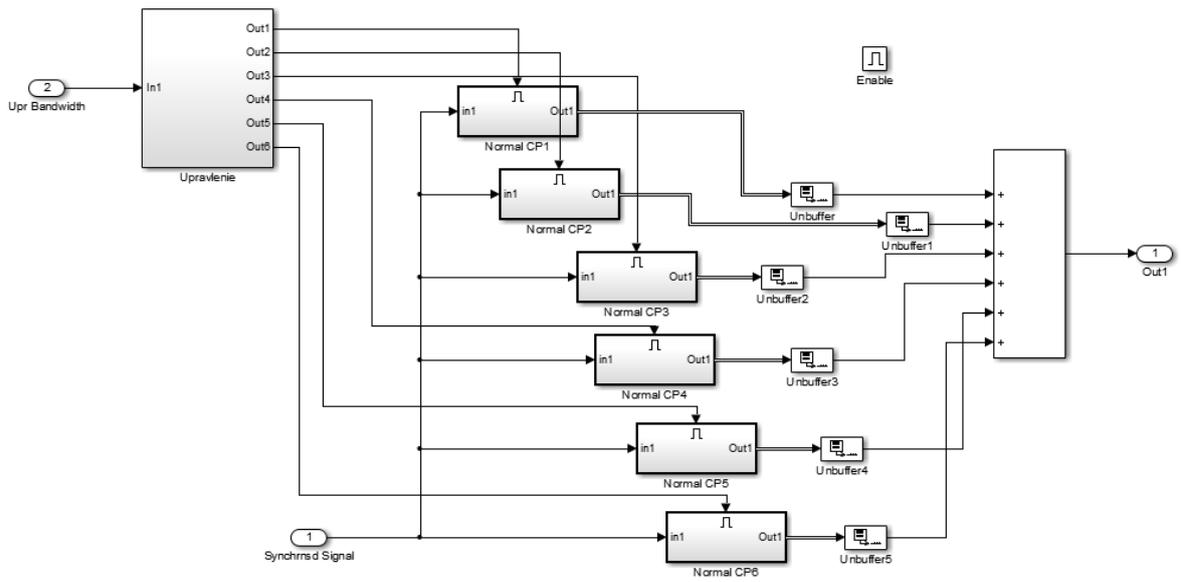


Рисунок 5.28 - Структура подсистемы Normal CP

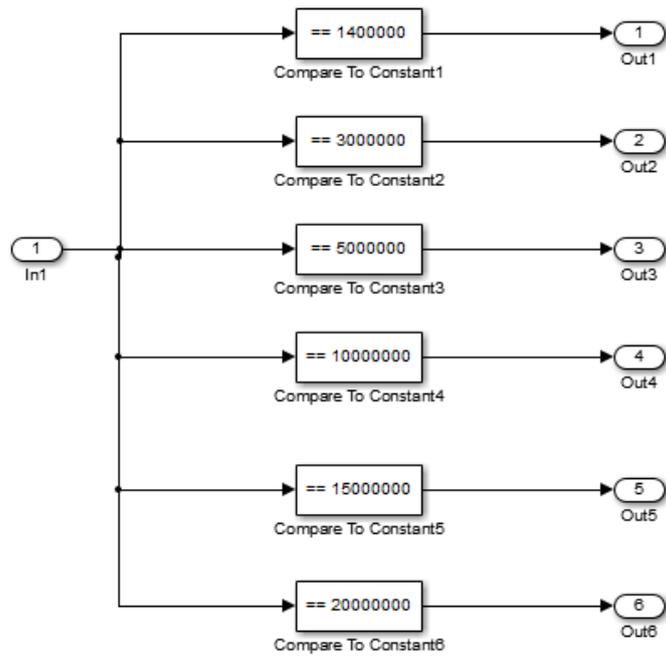


Рисунок 5.29 - Структура подсистемы Upravlenie

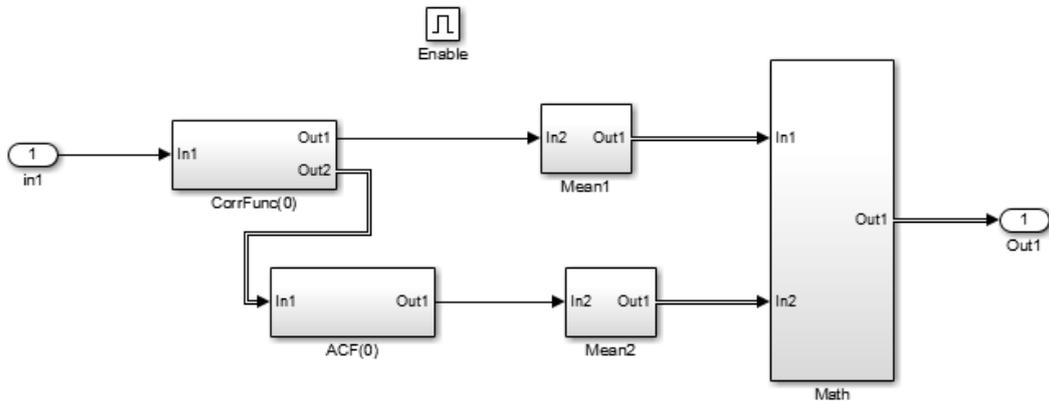


Рисунок 5.30 - Структура подсистемы Normal CP1

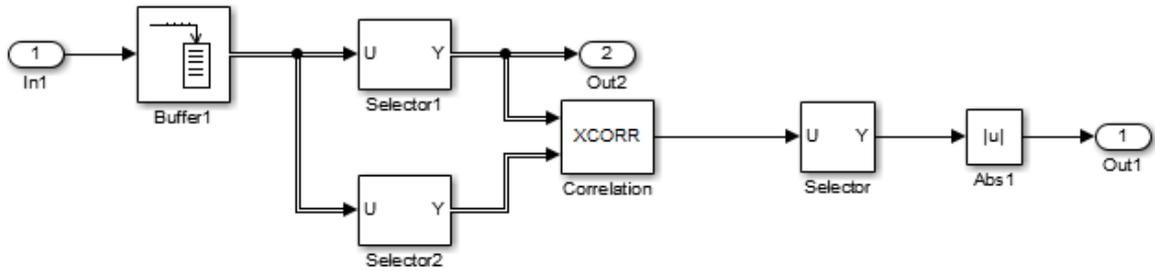


Рисунок 5.31 - Структура подсистемы CorrFunc(0)

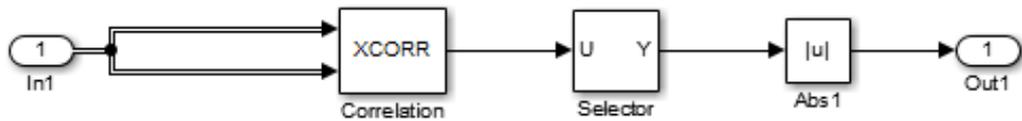


Рисунок 5.32 - Структура подсистемы ACF(0)



Рисунок 5.33 - Структура подсистемы Mean1

Структура подсистемы Mean2 рисунка 5.32 полностью аналогична представленной на рисунке 5.35.

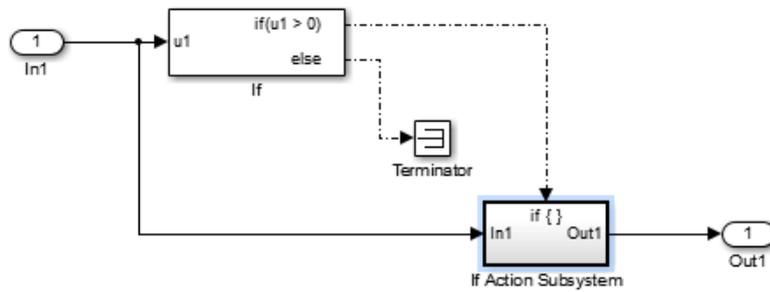


Рисунок 5.34 - Структура подсистемы Delete Nan1

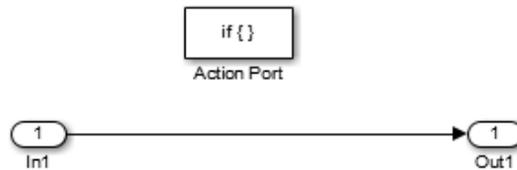


Рисунок 5.35 - Структура подсистемы If Action Subsystem

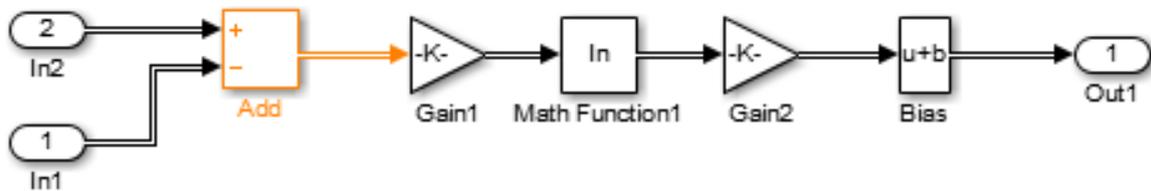


Рисунок 5.36 - Структура подсистемы Math

Структура подсистем Normal CP2 - Normal CP6 рисунка 5.28 аналогична представленным на рисунках 5.30 -5.36.

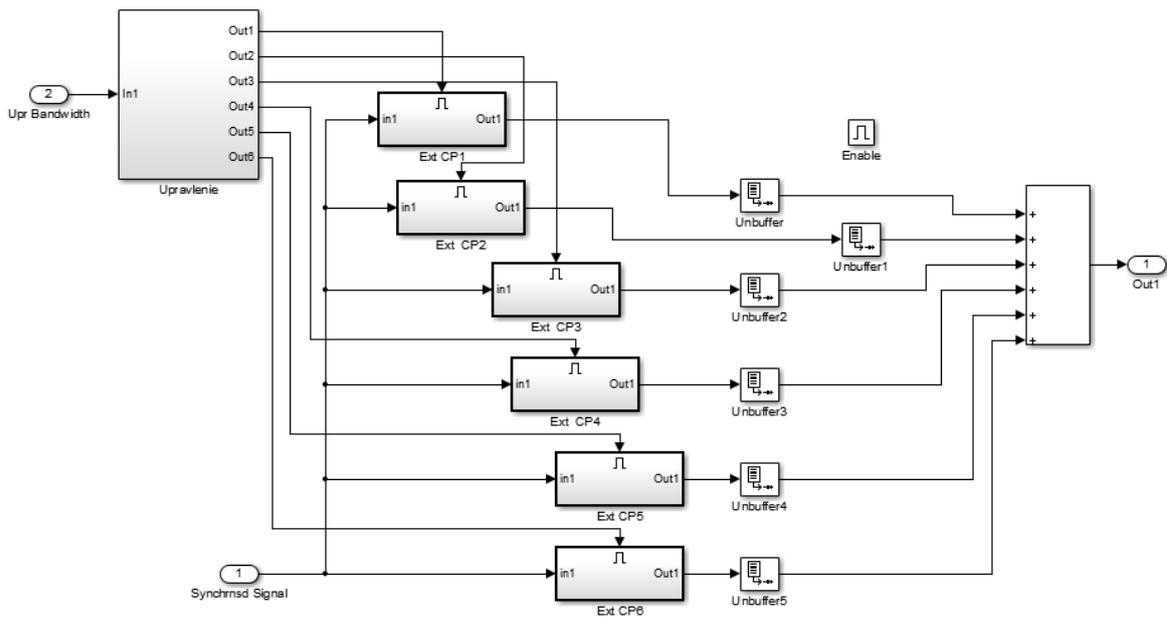


Рисунок 5.37 - Структура подсистемы Extended CP

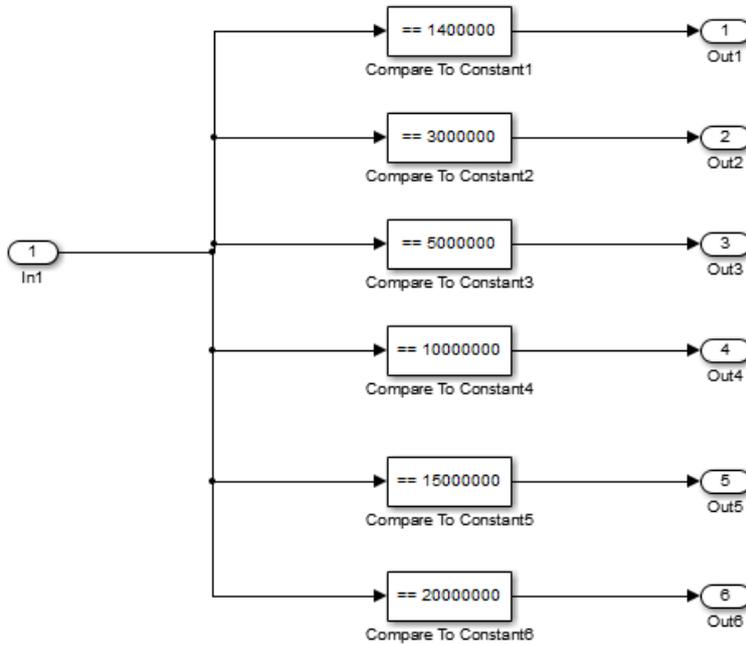


Рисунок 5.38 - Структура подсистемы Upravlenie

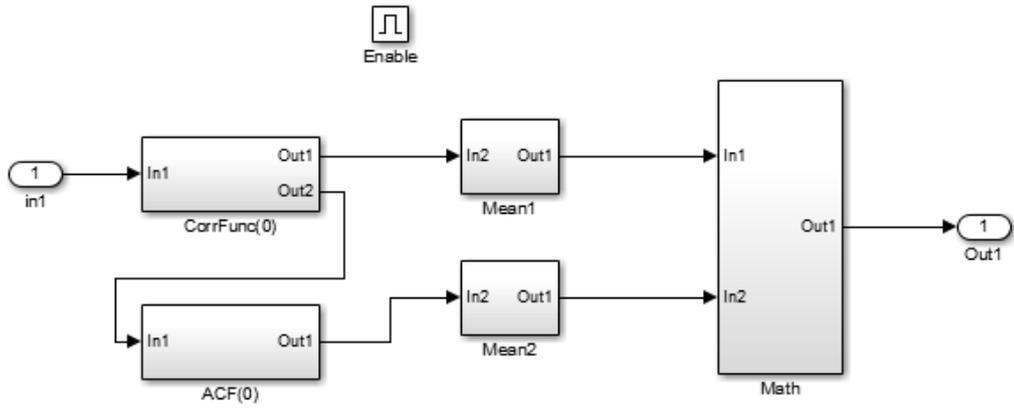


Рисунок 5.39 - Структура подсистемы Ext CP1

Структура подсистем Ext CP2 - Ext CP6 рисунка 5.39 полностью идентична представленной на рисунке 5.39. Подсистемы, представленные на рисунке 5.39 имеют полностью идентичную структуру, представленную на рисунках 5.31 -5.36.

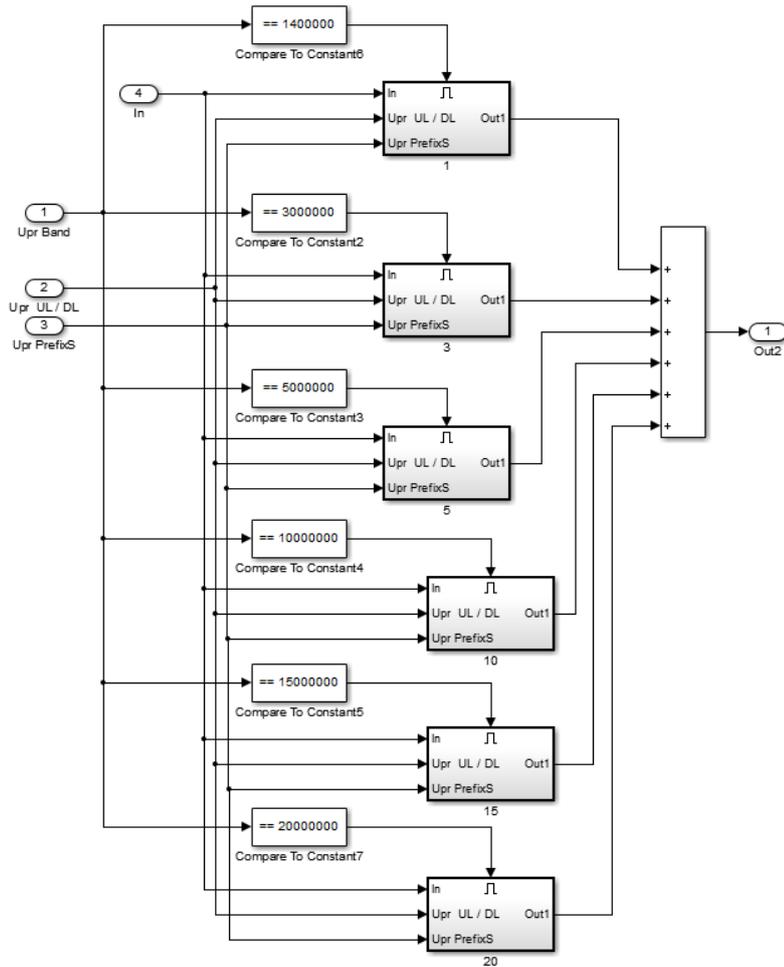


Рисунок 5.40 - Структура подсистемы Tree

Алгоритм демодуляции принятого LTE сигнала повторяет в обратном порядке структуру генератора LTE сигнала. Общая структурная схема представлена на рисунке 5.41. Входные данные ПАО демодуляции радиосигналов сетей стандарта LTE представляют собой комплексные отсчеты принимаемой последовательности, а так же информацию от других ПАО о конфигурации принимаемого LTE сигнала (полоса, направление передачи, размер циклического префикса, отношение сигнал/шум, параметры синхронизации и т.д.). На основании этих параметров выбираются конкретные настройки демодуляции для принятого сигнала.

На основании параметров синхронизации происходит подстройка под начало OFDM символа. Затем на основании данных о размере циклического префикса и занимаемой полосы происходит удаление из принятой информационной последовательности отсчетов, соответствующих циклическому префиксу. Затем последовательность поступает на блок быстрого преобразования Фурье. Дальнейшая обработка зависит от направления передачи сигнала: для восходящего канала происходит удаление нулей, соответствующих крайним поднесущим, и сигнал подается на блок обратного преобразования Фурье, для нисходящего канала происходит лишь удаление нулей.

После этого происходит идентификация используемого метода модуляции: BPSK, QPSK, QAM16, QAM64. Алгоритм идентификации аналогичен описанному в 4 главе: информационная последовательность нормируется к среднему значению амплитуды, после чего из значений отсчетов вычитается единица. Последовательность поступает на блок быстрого преобразования Фурье. После чего происходит анализ максимального значения амплитуды полученных отсчетов на выходе блока быстрого преобразования Фурье, возведенных в квадрат. Данный параметр является ключевым для вынесения решения, об используемом виде модуляции. После чего на основе оценки значения отношения сигнал/шум в полосе сигнала происходит расчет пороговой величины для каждого возможного вида модуляции и на основании того, в какой интервал между порогами попадает рассчитанное усредненное по заданному количеству выборок значение ключевого параметра, выносится решение об используемом виде модуляции. Структурные схемы описанного алгоритма представлены на рисунках 5.42 – 5.49.

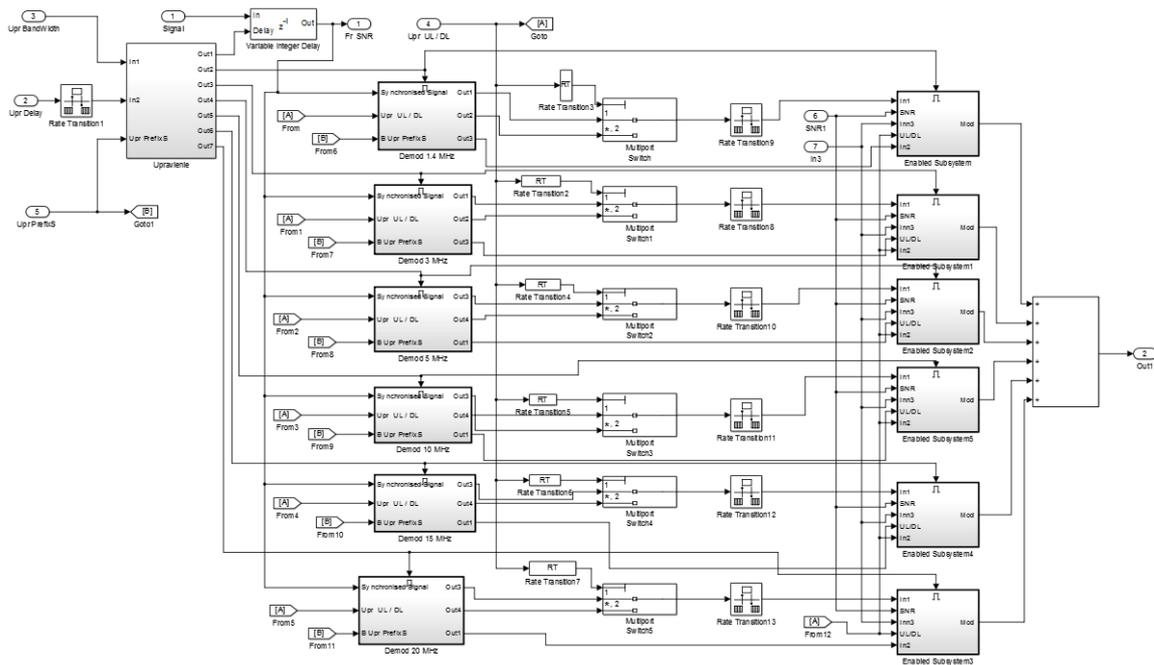


Рисунок 5.41 - Блок-схема алгоритма демодуляции

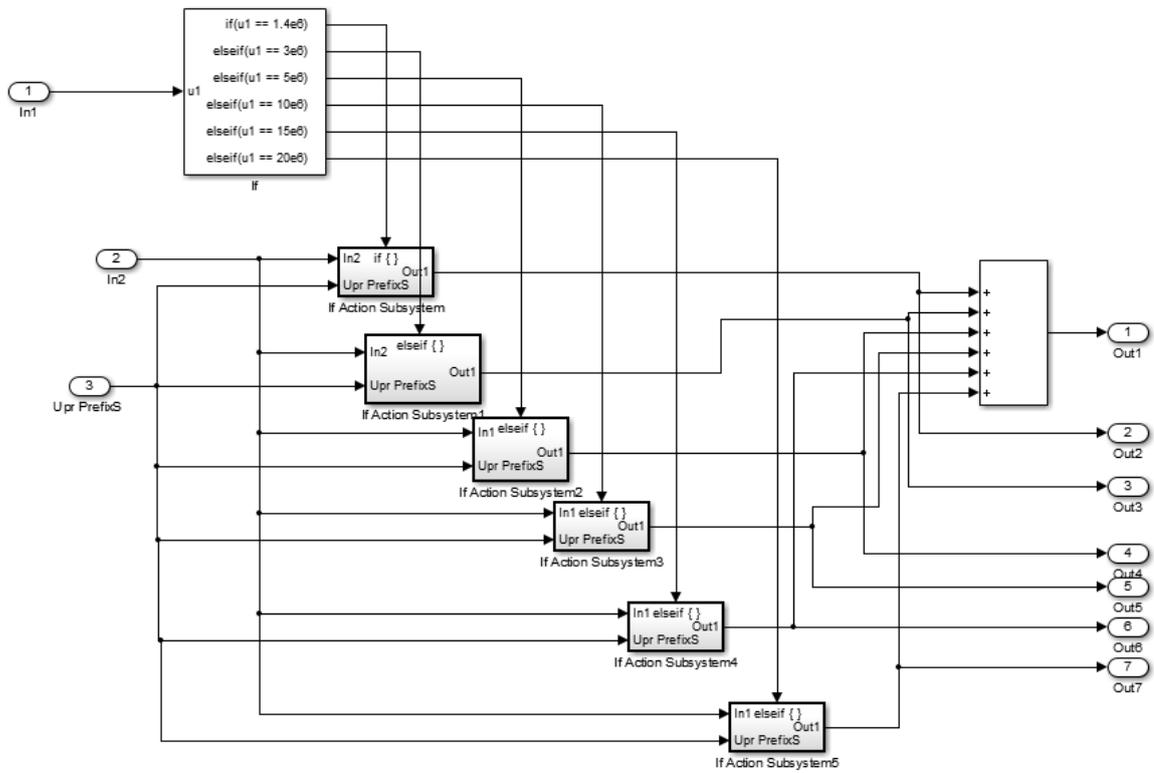


Рисунок 5.42 - Структура подсистемы Upravlenie

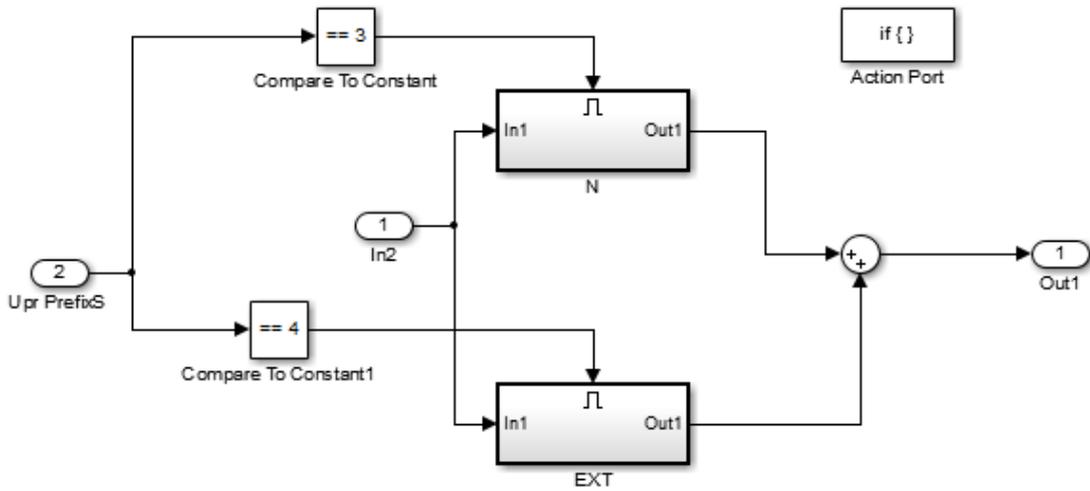


Рисунок 5.43 - Структура подсистемы If Action Subsystem

Структура подсистем If Action Subsystem1 -5 рисунка 5.42 идентична представленным на рисунке 5.43.

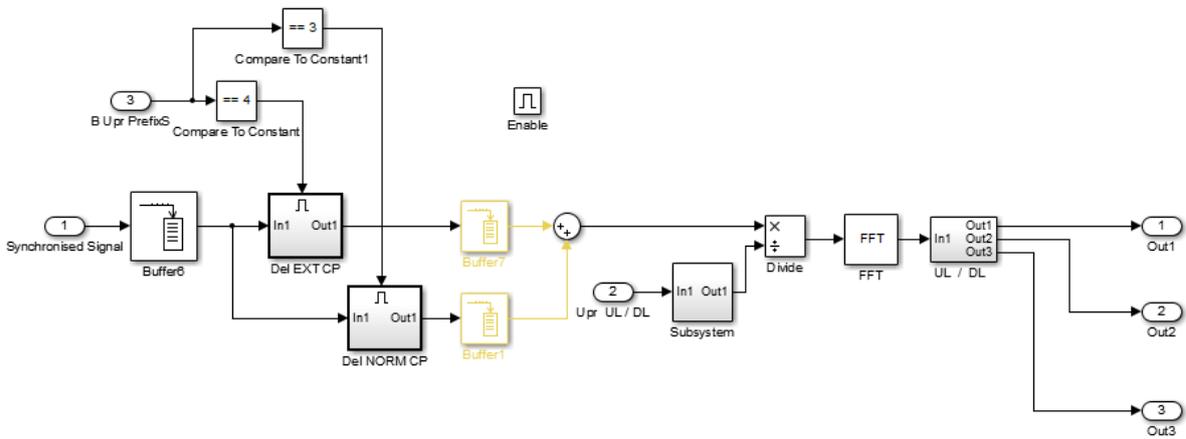


Рисунок 5.44 - Структура подсистемы Demod 1.4 MHz

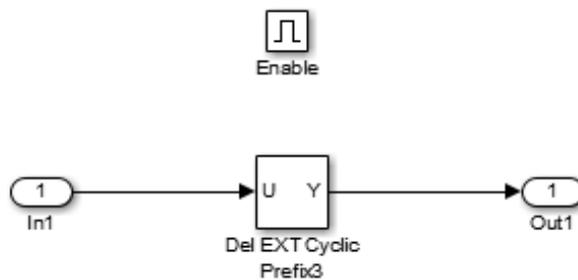


Рисунок 5.45 - Структура подсистемы Del EXT CP

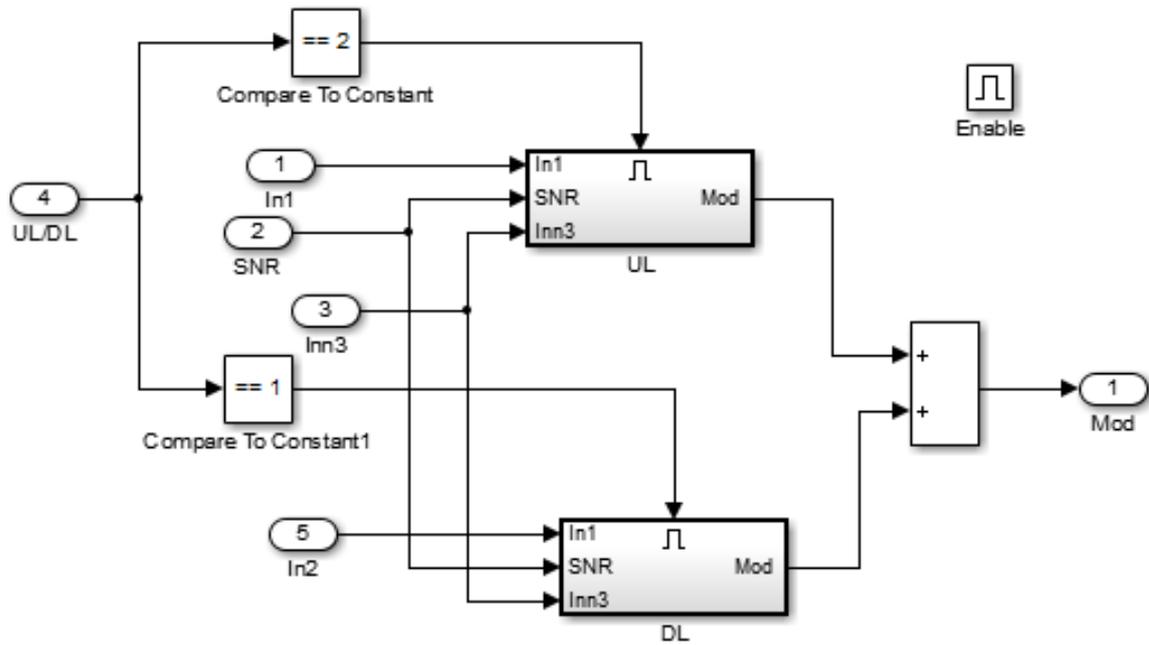


Рисунок 5.46 - Структура подсистемы Enabled Subsystem

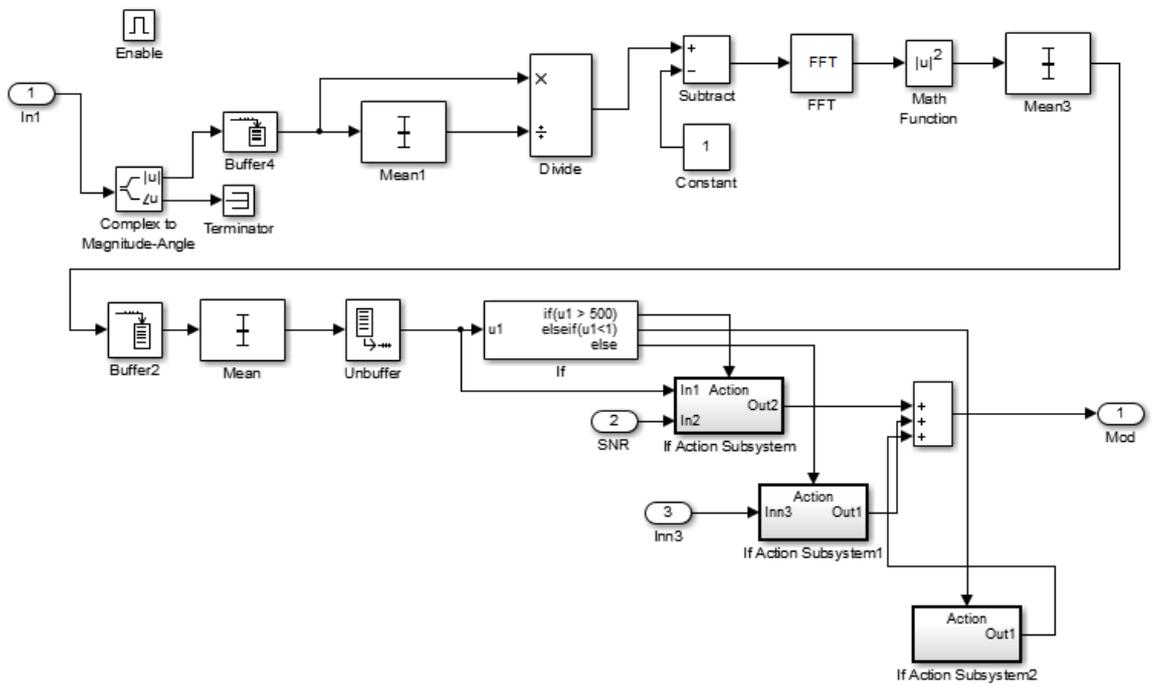


Рисунок 5.47 - Структура подсистемы UL

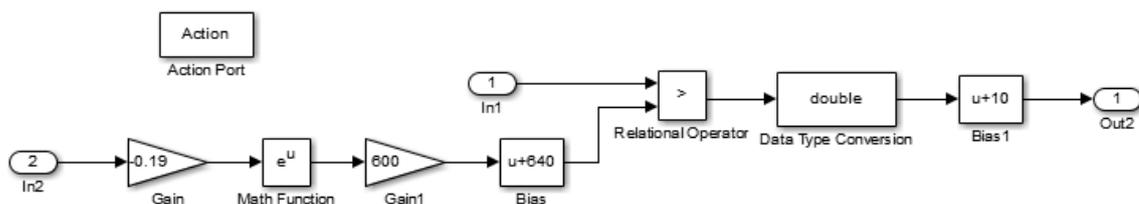


Рисунок 5.48 - Структура подсистемы If Action Subsystem

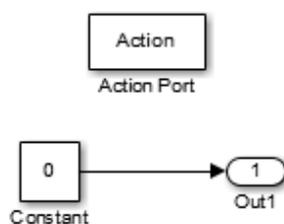


Рисунок 5.49 - Структура подсистемы If Action Subsystem2

Результаты тестирования разработанного программно-алгоритмического комплекса показали его эффективность. Примеры работы комплекса представлены далее.

Настройки генератора для случая 1:

- Номинальная ширина полосы канала: 1.4 МГц
- Циклический префикс: нормальный
- Используемый вид модуляции: ФМ-4
- Вариант использования поднесущих: все
- Направление передачи: DownLink

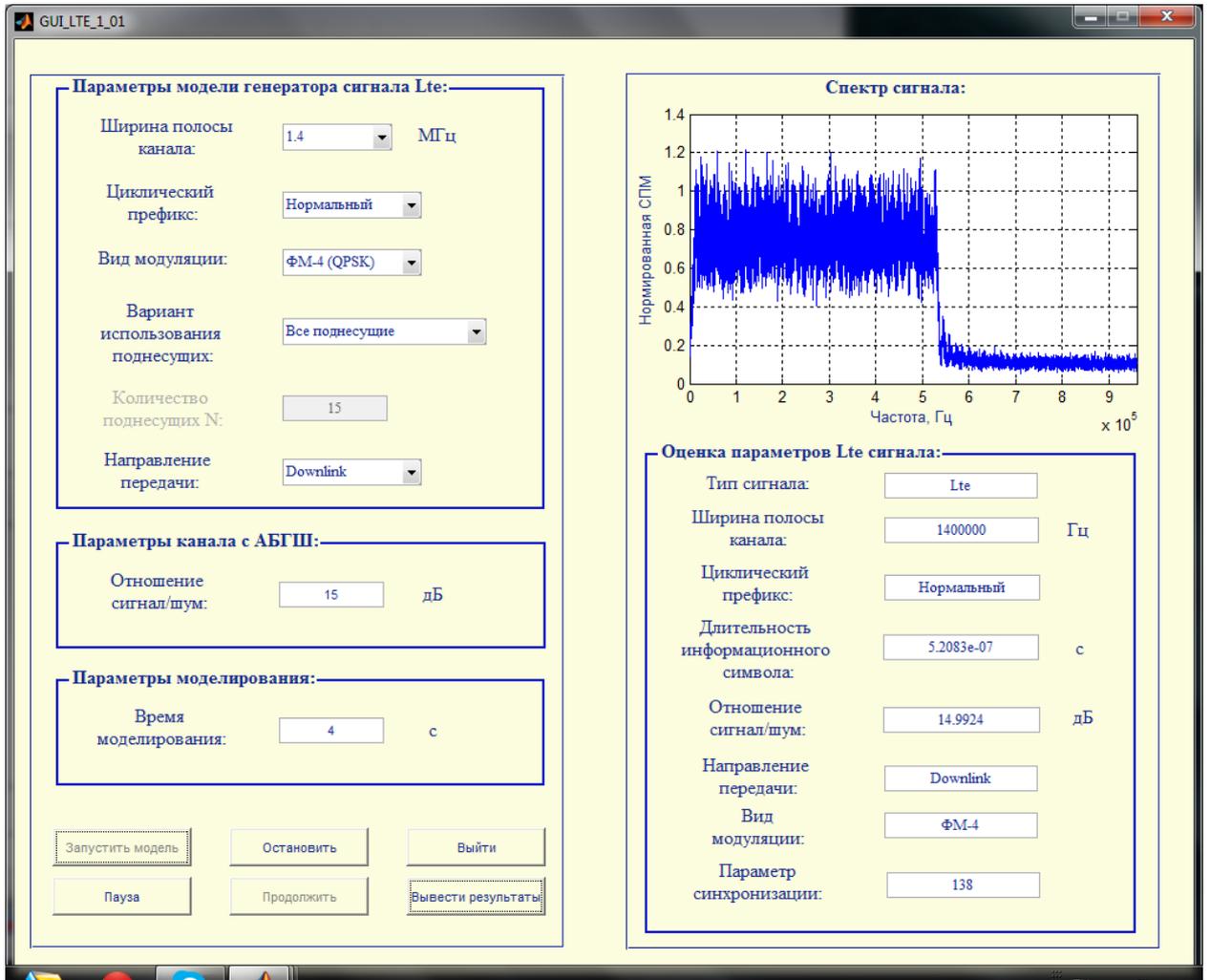


Рисунок 5.50 - Результат тестирования для первого случая.

Настройки генератора для случая 2:

- Номинальная ширина полосы канала: 5 МГц
- Циклический префикс: нормальный
- Используемый вид модуляции: КАМ-16
- Вариант использования поднесущих: все
- Направление передачи: UpLink

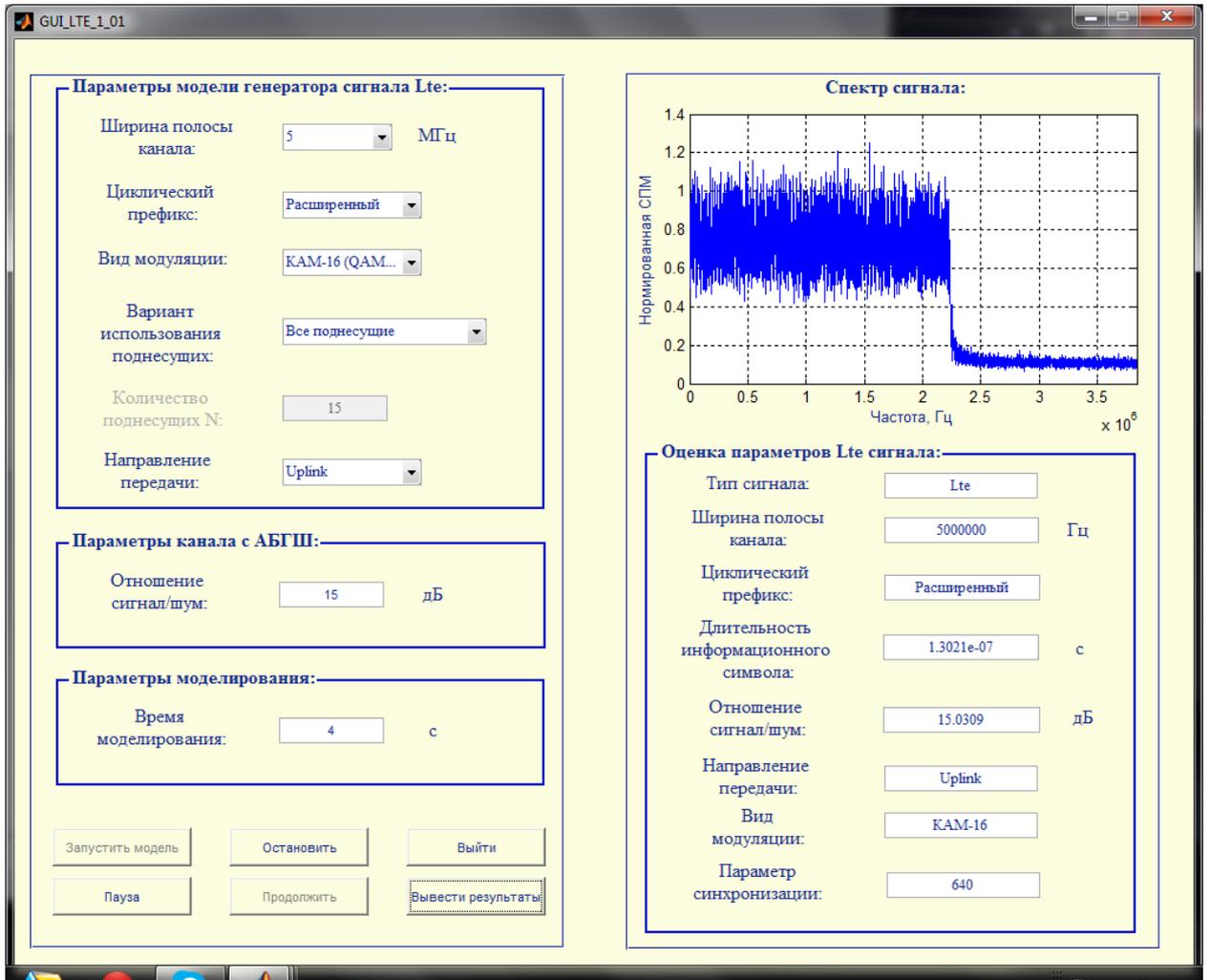


Рисунок 5.51 - Результат тестирования для второго случая.

Из рисунков 5.50 и рисунка 5.51. видно, что параметры, определяемые ПАО мониторинга сигналов LTE определяет параметры генерируемого сигнала верно (определяемые параметры соответствуют, текущим настройкам генератора LTE сигнала), из чего можно сделать вывод, что ПАО работает корректно. Этот факт подтверждает достоверность результатов, полученных при исследовании разработанных методов в главах 3 - 4.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе получены следующие результаты:

1. Проанализированы основополагающие работы по идентификации цифровых методов модуляции. Выявлены основные классы методов идентификации: методы на основе статистической теории распознавания образов и методы на основе статистической теории принятия решений, а так же их отличительные особенности. Установлено, что для решения поставленной в работе задачи наибольший интерес представляют методы на основе статистической теории распознавания образов.

2. Проанализированы основополагающие работы по оценке параметров сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. Выявлены основные методы, используемые для решения подобного рода задач.

3. Проанализированы работы по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE. Выявлено, что задача автоматической идентификации LTE сигнала и определения его параметров в полной мере не решена. Обоснована необходимость разработки методов и алгоритмов для решения задачи идентификации и оценки.

4. Проанализированы основные особенности стандарта LTE. Изучен физический уровень стандарта LTE: детально рассмотрены технологии OFDM и SC-OFDM, возможные конфигурации с точки зрения занимаемой полосы сигнала, изучена структура кадров для случая частотного и временного дуплекса, структура слотов, принцип формирования циклического префикса, изучены основные физические каналы для нисходящего и восходящего направления, каналы управления, сигналы синхронизации и т.д.

5. Разработана имитационная модель физического уровня стандарта LTE в среде MATLAB/Simulink, приведены структурные схемы с описанием назначения блоков, а так же описание возможностей модели.

6. Проведена успешная верификация модели. Установлено, что разработанная модель действительно является моделью стандарта LTE в виду полного совпадения характеристик (значения поддерживаемых полос сигнала, форма спектра, поддержка OFDM для нисходящего и SC-OFDM восходящего направления, длительности OFDM символов и символов на поднесущих, длительностей нормального и расширенного циклического префикса и т.д.).

7. Предложен слепой метод определения полосы сигнала стандарта LTE по корреляционной кривой циклического префикса и проведен анализ доли правильных измерений полосы сигнала для каналов с замираниями. Результаты имитационного моделирования

показали, что для моделей каналов с замираниями ERA, EVA и ETU с максимальной частотой Доплера 5, 70 и 300 Гц, соответственно, предложенный метод превосходит по точности метод оценки по уровню  $\chi$  дБ, а так методы на основе вейвлет преобразования. Предложенный метод является устойчивым к влиянию замираний и позволяет обеспечить высокую долю правильных измерений полосы сигнала даже при низких ОСШ.

8. Разработан алгоритм автоматического распознавания LTE сигнала. Метод обеспечивает вероятность правильной идентификации не менее 85% при отношении сигнал/шум от -5 до 30 дБ на фоне АБГШ и замираний.

9. Предложен метод вычисления корреляционной функции для последовательностей Задова-Чу. Метод обеспечивает более высокую точность вычисления максимума корреляционной функции при наличии шума в канале и частотной отстройке в сравнении с классическим методом.

12. Разработан метод идентификации направления передачи сигнала LTE, обеспечивающий долю верного определения не менее 0.95 при ОСШ до -5 дБ.

12. Модифицирован метод идентификации вида модуляции на поднесущих для сигнала стандарта LTE. Метод позволяет идентифицировать ФМ-2 модуляцию с вероятностью не менее 99 % при ОСШ до -5 дБ, а ФМ-4 с вероятностью 99% при ОСШ до 0 дБ.

13. Предложен алгоритм определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу, обеспечивающий СКО оценки не более 0.11 дБ в диапазоне значений отношения сигнал/шум от -5 до 30 дБ.

14. Исследовано влияние ошибок символьной синхронизации на точность разработанного метода определения отношения сигнал/шум в полосе сигнала по циклическому префиксу.

15. Разработан программно-алгоритмический комплекс по идентификации и оценке параметров сигнала стандарта LTE. Программно-алгоритмический комплекс позволяет произвести идентификацию сигнала стандарта LTE, оценку полосы сигнала, направления передачи, длины циклического префикса, длительности информационного символа на поднесущих, выполнить символьную и кадровую синхронизацию, компенсировать частотную отстройку, демодулировать принятый OFDM/SC-OFDM сигнал, оценить отношение сигнал/шум, а так же идентифицировать вид модуляции на поднесущих в слепую без использования служебной информации.

Дальнейшие исследования могут позволить повысить точность методов, а также расширить рабочий диапазон значений отношения сигнал/шум в область отрицательных значений.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- АБГШ - аддитивный белый гауссовский шум
- АКФ - автокорреляционная функция
- БПФ - быстрое преобразование Фурье
- ВКФ - взаимнокорреляционная функция
- КАМ - квадратурная амплитудная модуляция
- КФ - корреляционная функция
- МСЭ - Международный Союз Электросвязи
- НСКЗ - нормированное среднеквадратическое значение
- ОБПФ - обратное быстрое преобразование Фурье
- ОСШ - отношение сигнал/шум
- ПМ - предлагаемый метод
- РБ - ресурсный блок
- РЭ - ресурсный элемент
- СКО - среднеквадратического отклонения
- ФМ - фазовая модуляция
- ЦП - циклический префикс
- ARQ - Automatic Repeat Reques
- CFI - Control Frame Indicator
- CQI - Channel Quality Indicator
- DA - Data-Aided
- DL - downlink
- DM-RS - Demodulation Reference Signals
- DwPTS - Downlink Pilot Time Slot
- EPA - Extended Pedestrian A
- ETU - Extended Typical Urban
- EVA - Extended Vehicular A

FDD - Frequency Division Duplex

FFT - Fast Fourier Transform

GP - Guard Period

HARQ - Hybrid Automatic Repeat Reques

Hybrid Automatic Repeat Reques Acknowledgements - HARQ ACK/NACK

IFFT - Inverse Fast Fourier Transform

LTE - Long Term Evolution

MAC - Media Access Control

MBMS - Multimedia Broadcast и Multicast

MIB - Master Information Block

NDA - Non-Data-Aided

NMSE – Normalized Mean Square Error

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PBCH - Physical Broadcast Channel

PCFICH - Physical Control Format Indicator Channel

PDCCH - Physical Downlink Control Channel

PDSCH - Physical Downlink Shared Channel

PHICH - Physical Hybrid Automatic Repeat Reques Indicator Channel

PMCH - Physical Multicast Channel

PRACH - Physical Random Access Channel

PSS - Primary Synchronization Signal

PUCCH - Physical Uplink Control Channel

PUSCH - Physical Uplink Shared Channel

QAM - Quadrature Amplitude Modulation

QPSK - Quadrature Phase Shift Keying

SC-OFDM - Single-Carrier Orthogonal Frequency Division Multiplexing

SIB - System Information Blocks

SNR - signal-to-noise ratio

SRS - Sounding Reference Signal

SSS - Secondary Synchronization Signal

TDD - Time Division Duplex

UL – uplink

UpPTS - Uplink Pilot Time Slot

WCDMA - Wideband Code Division Multiple Access

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cisco Systems, Inc. (Корпоративный блог), URL: [http://club.cnews.ru/blogs/entry/cisco\\_prognoziruet\\_pochti\\_11kratnyj\\_rost\\_mirovogo\\_trafika\\_mobilnoj\\_peredachi\\_dannyh\\_s\\_2013\\_po\\_2018\\_gg\\_](http://club.cnews.ru/blogs/entry/cisco_prognoziruet_pochti_11kratnyj_rost_mirovogo_trafika_mobilnoj_peredachi_dannyh_s_2013_po_2018_gg_) (дата обращения: 30.01.2015)
2. Khan F., LTE for 4G Mobile Broadband, Air Interface Technologies and Performance, Cambridge University Press, 2009. 492 p.
3. Sesia S., Toufik I., Baker M., LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice, 2nd Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2011. 752 p.
4. Remy J.-G., Letamendia C. LTE Standards, ISTE Ltd and John Wiley & Sons, 2014. 258 p.
5. Cox C. An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications, John Wiley & Sons Ltd, 2012. 324 p.
6. Lei Z.Z.M., Long K., Fan Y. Improved Cell Search and Initial Synchronization Using PSS in LTE. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th. 2012, pp. 1 - 5.
7. Lei Z.Z.M., Long K. Low-Complexity Cell Search With Fast PSS Identification in LTE Vehicular Technology, IEEE Transactions on (Volume:61 , Issue: 4 ). 2012. pp. 1719 - 1729.
8. Wang Z.D.H., Tang M., Gao X., You X. A new PSS design and identification for global coverage multi-beam S-LTE using generalized Zadoff-Chu sequences. Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2013 International Conference on. 2013. pp. 1-5.
9. Chen C.-L., Chen S.-G., Lin Y.-T. Efficient non-coherent PSS detections and analysis for LTE systems. Signal Processing and its Applications (CSPA), 2012 IEEE 8th International Colloquium on. Melaka, 2012. pp. 305 - 309.
10. Yang X., Xiong Y., Jia G., Fang W., Zheng X. PSS based time synchronization for 3GPP LTE downlink receivers. Communication Technology (ICCT), 2011 IEEE 13th International Conference on, Jinan, 2011. pp. 930 - 933.
11. Nasraoui L., Atallah L.N., Siala M. Robust doubly-differential primary synchronization approach for 3GPP LTE systems. Wireless Cmmunications and Mobile Computing Conference, Nicosia. 4-8 Aug. 2014. pp.1069 - 1074.
12. Tsuchida Y., Nagata S., Sawahashi M. Cell Search Time Performance Using Multipath Signals in LTE Downlink. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd, Yokohama, 2011. pp 1 - 5.

13. Zhi Y., Gang S., Xin W. A novel initial cell search scheme in TD-LTE. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011 IEEE 73rd, Budapest, 2011. pp. 1-5.
14. Yang Y., Che W., Yan N., Tan X., Min H. Efficient implementation of primary synchronisation signal detection in 3GPP LTE downlink. Electronics Letters (Volume: 46 , Issue: 5 ), 2010. pp. 376-377.
15. Donarski A., Lamahewa T., Sorensen J. Downlink LTE synchronization: A software defined radio approach. Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2014 8th International Conference on, Gold Coast, Australia, 2014. pp. 1 - 9.
16. Wung L.-C., Lin Y.-C., Fan Y.-J., Su S.-L. A robust scheme in downlink synchronization and initial cell search for 3GPP LTE system. Wireless and Pervasive Computing (ISWPC), 2011 6th International Symposium on, Hong Kong, 2011. pp.1 - 6.
17. Azzouz E. E., Nandi A.K. Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. Boston [etc.]: Kluwer Academic Publishers, 1996.
18. Rosti, A. V. Statistical Methods In Modulation Classification: Master of Science Thesis, Tampere University of Technology, Department of Information Technology, 1998.
19. Dobre O., Abdi A., Bar-Ness Y., Su W. Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends, IET Commun., vol. 1, no. 2, 2007. pp. 137–156.
20. Wang F., Wang X. Fast and robust modulation classification via Kolomogorov-Smirnov test. IEEE Trans. On Communication, Vol.58, No. 8, 2010, pp.2324-2332.
21. Tou J.T., Gonzales R.C. Pattern Recognition Principles, Addison-Wesley, 1974.
22. Трифонов А. П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех / Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. — М.: Радио и связь, 1986.
23. Wei W., Mendel J. Maximum-likelihood classification for digital amplitude-phase modulations, IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 2,2000, pp. 189–193.
24. Lay N., Polydoros A. Per-survivor processing for channel acquisition, data detection and modulation classification, in Proc. 1994 Asilomar Conf. Sig., Syst. & Comp., vol. 2, 1994, pp. 1169–1173.
25. Xianghong T., Ling Z., Shuangxia L. Study on the Identification Method of Wavelet Packet Modulation Signals Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09. 5th International Conference on, Beijing, 2009. pp. 1 - 4.
26. Park C.-S., Choi J.-H., Nah S.-P., Jang W. Kim D. Y. Automatic Modulation Recognition of Digital Signals using Wavelet Features and SVM Advanced Communication

- Technology, 2008. ICACT 2008. 10th International Conference on (Volume:1 ), Gangwon-Do, 2008, pp. 387 - 390.
27. Mun K., Vaz H., Daut D.G. A wavelet-based method for classification of binary digitally modulated signals Sarnoff Symposium, 2009. SARNOFF '09. IEEE Princeton, NJ, 2009, pp. 1 - 5.
  28. Hazza A., Shoaib M., Saleh A., Fahd A. Robustness of digitally modulated signal features against variation in HF noise model. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2011, 2011:24
  29. Wong M.L.D., Nandi A.K., Automatic digital modulation recognition using artificial neural network and genetic algorithm. ELSEVIER, Signal Processing, 2004, pp. 351-365.
  30. Cheol-Sun P., Won J., Sun-Phik N. Automatic modulation recognition using Support Vector Machine in Software Defined Radio Applications, in Proc. ICACT 2007, Gangwon-Do, vol. 1, 2007, pp.9-12.
  31. Maliatsos K., Vassaki S., Constantinou P. Interclass and Intraclass modulation recognition using the Wavelet Transformation, in Proc. PIMRC 2007, Athens, 2007, pp. 1-5.
  32. Ling-Ling M., Xiu-jie S. An Impoved algorithm of modulation classification for digital communication signals based on Wavelet transform. in. Proc. ICWAPR 07, Beijing, vol. 3, 2007, pp. 1226-1231.
  33. Ye Z., Memik G., Grosspietsh J. Digital modulaion classification Using Temporal waveform features for cognitive radios. in. Proc. PIMRC 2007, Athens, 2007, pp.1-5.
  34. Nandi A.K., Azzouz E. E. Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. IEEE Trans. Commun,46, 1998, pp. 431-436.
  35. Moritz N., Anemuller J., Kollmeier B. Amplitude modulation spectrogram based features for robust speech recognition in noisy and reverberant environments. ICASSP, 2011 IEEE International Conference on, Prague, 2011, pp. 5492-5495.
  36. He T., Jimg XR. Modulation Classification Using ARBF Networks. in. Proc. ICSP, Beijing, 2005, pp. 1809-1812.
  37. Peng L., Fuping W., ZANJI W., Algorithm for modulation recognition based on high-order cumulants and subspace decomposition. in. Proc. of 8th International Conference on Signal Processing, Beijing, vol.3 2006, pp. 16-20.
  38. Dobre O. A., Abdi A., Bar-Ness Y., Su. W. Selection combining for modulation recognition in fading channels. in. Proc. IEEE MILCOM 2005, Atlantic City, US, 2005, pp.2499-2505.

39. Walter A., Eric K., Andre Q. OFDM parameters estimation a time approach Signals. Systems and Computers, 2000. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on (Volume:1 ), Pacific Grove, CA, USA, 2000. pp. 142 - 146.
40. Punchihewa A., Bhargava V. K., Despins C. Blind Estimation of OFDM Parameters in Cognitive Radio. Networks Wireless Communications, IEEE Transactions on (Volume:10 , Issue: 3 ), pp. 733 - 738.
41. Kanterakis E., Su W. Blind OFDM parameter estimation techniques in frequency-selective rayleigh channels. Radio and Wireless Symposium (RWS), 2011 IEEE, Phoenix, AZ, 2011, pp. 150 - 153.
42. Tang N.-J., Li B.-B., Liu M.-Q. A modified blind OFDM systems parameters estimation method. Communication Technology (ICCT), 2010 12th IEEE International Conference on, Nanjing, 2010, pp. 1279 - 1282.
43. Yucek T., Arslan H. OFDM Signal Identification and Transmission Parameter Estimation for Cognitive Radio Applications. Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM '07. IEEE, Washington, DC, 2007, pp. 4056 - 4060.
44. Liu J.G., Wang X., Chouinard J.-Y. Iterative Blind OFDM Parameter Estimation and Synchronization for Cognitive Radio Systems. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th, Yokohama, 2012, pp. 1 - 5.
45. Shi M., Bar-Ness Y., Su W. Blind OFDM Systems Parameters Estimation for Software Defined Radio. New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007. DySPAN 2007. 2nd IEEE International Symposium on, Dublin, 2007. pp. 119 - 122.
46. Liu P., Li B.-B., Lu Z.-Y., Gong F.-K. A blind time-parameters estimation scheme for OFDM in multi-path channel. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on (Volume:1 ), 2005, pp. 242 - 247.
47. Dang M., Sun G. Blind estimation of OFDM parameters under multipath channel. Image and Signal Processing (CISP), 2011 4th International Congress on (Volume:5 ), Shanghai, 2011, pp. 2809 - 2812.
48. Mody A.N., Stuber G.L. Parameter estimation for OFDM with transmit receive diversity. Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd (Volume:2 ), Rhodes, 2001, pp. 820 - 824.
49. Enescu M., Herdin M., Roman T., Koivunen V. Parameter estimation of measured channels in mobile MIMO OFDM system. Signal Processing and Information Technology, 2004. Proceedings of the Fourth IEEE International Symposium on, 2004, pp. 123 - 126.

- 50.** Liu P., Li B.-B., Lu Z.-Y., Gong F.-K. An OFDM bandwidth estimation scheme for spectrum monitoring. *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2005. Proceedings. 2005 International Conference on (Volume:1 )*, 2005, pp. 248 - 251.
- 51.** Alyaoui N., Kachouri A., Samet M. The fourth generation 3GPP LTE identification for cognitive radio. *Microelectronics (ICM), 2011 International Conference on, Hammamet, 2011*, pp. 1 - 5.
- 52.** Demers F., St-Hilaire M. Radiometric Identification of LTE Transmitters. *Global Communications Conference (GLOBECOM), 2013 IEEE, Atlanta, GA, 2013*, pp. 4116 - 4121.
- 53.** Райал Ф. Физический уровень LTE. *Электронные компоненты №10/2010*, 36-41 с.
- 54.** Гельгор А.Л., Попов Е.А. *Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособ.* СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 204 с.
- 55.** Описание физического уровня LTE. URL: [http://anisimoff.org/lte/phy\\_description.html](http://anisimoff.org/lte/phy_description.html) (дата обращения: 30.01.15)
- 56.** Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. *Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура*, -М.: Эко-Трендз, 2010.
- 57.** Вердуин Я. и др. *Справочник по радиоконтролю*, - Ж: МСЭ, 2002.
- 58.** Akmouche W., Kerherve E., Quinquis A. OFDM spectral characterization: estimation of the bandwidth and the number of sub-carriers. *Statistical Signal and Array Processing, 2000. Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on*, 2000. pp. 48-52.
- 59.** Казачков В.О. Метод оценки полосы сигнала стандарта LTE по корреляционной кривой циклического префикса. // 13 Международная конференция «Авиация и космонавтика - 2014» 17-21 ноября 2014, Москва. Тезисы. – СПб.: Мастерская печати, 2014. С. 390-392.
- 60.** Казачков В.О. Исследование метода определения полосы сигналов стандарта Long Term Evolution по циклическому префиксу в каналах с замираниями // Интернет-журнал «Науковедение», №6 (25) 2014. <http://naukovedenie.ru/PDF/200TVN614.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана. Яз. рус., англ.
- 61.** Fazel K., Kaiser S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, Chichester, 2003. 298 p.
- 62.** Barnes W.J., LaSorte N., Refai H., Yeary, M.B. Symbol rate classification of PSK/QAM signals using direct frequency estimators *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2009. I2MTC '09. IEEE, Singapore, 2009*, pp. 943 - 946.

- 63.** Yang X., Xiong Y., Jia G., Fang W., Zheng X. PSS based time synchronization for 3GPP LTE downlink receivers. 2011 IEEE 13th International Conference on Communication Technology (ICCT). Jinan, 25-28 Sept. 2011. pp. 930-933.
- 64.** Chu D. C. Polyphase codes with good periodic correlation properties, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 18, no. 4, 1972, pp. 531-532.
- 65.** Казачков В.О. Реализация синхронизации с использованием сигналов Задова-Чу в стандарте LTE. // V Международная научно-практическая конференция «Современные концепции научных исследований» 29-30 августа 2014 года, Москва. Сборник научных работ. Часть 3. С.58-61.
- 66.** Казачков В.О. Исследование реализации синхронизации по сигналам Задова-Чу в стандарте LTE для канала с замираниями // Интернет-журнал «Науковедение», №1 (26) 2015. <http://naukovedenie.ru/PDF/39TVN115.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана. Яз. рус., англ.
- 67.** L. Youyong, L. Guolong, X. Xiaoka, and L. Xinxin, “The methods of recognition for common used M-ary digital modulations,” in *Proc. WiCOM 08, Dalian, 2008*, pp. 1-4.
- 68.** Athanasios D., Kalivas G. SNR estimation for low bit rate OFDM systems in AWGN channel. *Proceedings of the ICN/ICONS/MCL 2006, 2006*, p. 198.
- 69.** Abeida H. Data-aided SNR estimation in time-variant rayleigh fading channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(11), 2010, pp. 5496–5507.
- 70.** Xu H., Wei G., Zhu J. A novel SNR estimation algorithm for OFDM. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference 2005*, vol. 5, 2005. pp. 3068–3071.
- 71.** Socheleau F. X., Aissa-El-Bey A., Houcke S. Non Data-Aided SNR Estimation of OFDM signals. *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 11, 2008. pp. 813-815.
- 72.** Chen F., Kang Y., Yu H., Ji F. Non-data-aided ML SNR estimation for AWGN channels with deterministic interference. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2014*: 45, 2014.
- 73.** Cui T., Tellambura C. Power delay profile and noise variance estimation for OFDM. *IEEE Communication Letters.*, vol. 10, no. 1, 2006, pp. 25-27.
- 74.** Казачков В. О. Исследование влияния ошибок символьной синхронизации на точность методов определения текущего отношения сигнал/шум по циклическому префиксу в OFDM системах. // Московская молодежная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике - 2014. Сборник тезисов докладов». Москва.: ООО «Принт-салон». стр. 157-158.

**75.** Казачков В.О. Исследование метода оценки отношения сигнал/шум сигнала Long Term Evolution в условиях идеальной и неидеальной символьной синхронизации // Интернет-журнал «Науковедение», №1 (26) 2015. <http://naukovedenie.ru/PDF/40TVN115.pdf> (доступ свободный). Загл. с экрана. Яз. рус., англ.