

Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение высшего образования
"Московский технический университет связи и информатики"

На правах рукописи

Киселева Татьяна Павловна

**КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ГРАНИЦАМ
OFDM СИМВОЛОВ КАДРА СТАНДАРТА LTE**

Специальность: 2.2.15 –

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук

Рюмшин К.Ю.

Москва, 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 АНАЛИЗ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ СИМВОЛОВ OFDM ТЕХНОЛОГИИ.....	13
1.1 Принципы построения символов OFDM технологии	14
1.2 Особенности многолучевого распространения сигналов и характер помех при прохождении кадра OFDM символов Рэлеевского канала	17
1.3 Корреляционные методы символьной и кадровой синхронизации сигналов OFDM технологии	20
1.3.1 Синхронизация по пикам циклически повторяющихся интервалов символов OFDM	22
1.3.2 Синхронизация по пикам циклической АКФ повторяющихся интервалов синхросигналов	24
1.3.2.1 Вариант кадровой синхронизации по границам преамбулы кадра стандарта WiMAX.....	25
1.3.2.2 Вариант кадровой синхронизации по повторяющимся интервалам первичного синхросигнала технологии Starlink.....	26
1.3.3. Синхронизация по пикам аperiодической ВКФ принимаемых и эталонных синхросигналов (LTE, 5GNR).....	27
1.4 Особенности построения системы синхронизации технологии LTE	30
1.5 Требования по точности к корреляционным системам синхронизации	35
1.6 Математическая постановка задачи исследования корреляционных методов синхронизации в OFDM технологии.....	37
1.7 Выводы по 1 разделу.....	40
2 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE КАДРА ПО ГРАНИЦАМ OFDM СИМВОЛОВ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ.....	42

2.1 Математическая модель синхронизации сигналов с OFDM в системах связи на физическом уровне.....	42
2.2. Основные характеристики последовательностей и критерии их выбора.....	52
2.3 Оценка аperiодических корреляционных характеристик для последовательностей Задова – Чу, Френка по сравнению с ПСП.....	57
2.4 Выводы по 2 разделу	59
3 РАЗРАБОТКА МЕТОДА И АЛГОРИТМОВ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ГРАНИЦАМ OFDM СИМВОЛОВ.....	61
3.1 Разработанный метод синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП OFDM символов	61
3.2 Алгоритм синхронизации кадра LTE по границам OFDM символов при заполнении концов символов CAZAC последовательностями или их суммой с двоичными данными	74
3.3 Оценивание характеристик разработанного метода синхронизации сигналов с OFDM.....	81
3.3.1 Оценивание значения мерит-фактора корреляционных функций исследуемых последовательностей	82
3.3.2 Оценивание значения пик-фактора для OFDM символов с применением CAZAC последовательностей	83
3.3.3 Оценивание среднего значения времени вхождения в синхронизм.....	83
3.3.4 Оценивание относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов.....	84
3.3.5 Оценивание дробного фазового смещения поднесущих OFDM символов ..	92
3.3.6 Оценивание точности определения границ OFDM символов во временной области	94
3.4 Определение величин пороговых значений	97
3.5 Результаты оценивания характеристик частотно-временных характеристик разработанного метода синхронизации	98
3.5.1 Результаты оценивания значения мерит-фактора корреляционных функций исследуемых последовательностей	99
3.5.2 Результаты оценки значения пик-фактора	101

3.5.3 Результаты оценки среднего значения времени вхождения в синхронизм	102
3.5.4 Результаты оценки относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов	119
3.5.5 Результаты оценки дробного фазового смещения поднесущих символов .	122
3.5.6 Результаты оценки точности определения границ OFDM символов во временной области.....	126
3.6 Выводы по 3 разделу	129
4 ОБОБЩЕННАЯ МЕТОДИКА И АЛГОРИТМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ С OFDM С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА СИНХРОНИЗАЦИИ.....	132
4.1 Обобщённая методика синхронизации кадра LTE на физическом уровне.....	132
4.2 Алгоритм построения кадра OFDM символов с заполнением конца "пустых" символов ресурсной сетки кадра CAZAC последовательностями	134
4.3 Алгоритм построения кадра OFDM символов с заполнением конца символов ресурсной сетки кадра суммой двоичных и CAZAC последовательностей	137
4.4 Алгоритм получения границ символов OFDM как оценок временного положения пиков циклической АКФ ЦП на интервале слота кадра LTE DL.....	139
4.5 Алгоритм получения границ символов OFDM "скользящего окна" на интервале слота кадра LTE DL при случайной потере синхронизации	145
4.6 Выводы по 4 разделу	147
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	148
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	152
Приложение А.....	163
Приложение Б	166
Приложение В	168
Приложение Г	170
Приложение Д	175
Приложение Е	178

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования.

В настоящее время совершенствование систем спутниковой связи и цифрового телевидения, а также развитие сотовой связи 4G, 5G поколений способствует постановке задач дальнейшего повышения скорости передачи данных, помехоустойчивости и спектральной эффективности использования выделенной полосы частот при передаче сигналов по беспроводным широкополосным каналам в ареале плотной городской застройки для скоростей движения мобильных пользователей от 5...25 км/ч (пешком, на велосипеде или самокате) до 350...500 км/ч (скоростной транспорт) [1].

Возросшие требования к объёму и скорости передачи информации затрагивают и системы синхронизации, без которых невозможна качественная работа систем связи. Урбанизация, рост этажности городских построек, кратное увеличение числа мобильных пользователей, массовое использование персонального низкоскоростного транспорта ставят вопросы снижения времени вхождения в синхронизм и быстрого восстановления синхронизации при кратковременной её потере как наиболее актуальные для условий плотной городской застройки и низкоскоростного движения пользователей. Высокие требования к точности синхронизации ($\pm 0.5 - \pm 32$ мкс) обеспечивается у операторов мобильной связи протоколом PTP (Precision Time Protocol) в транспортных сетях, как описано в стандарте IEEE1588. Скорость вхождения в синхронизм зависит и от протокола и алгоритмов связи, и от аппаратной и программной реализации системы связи на физическом уровне.

Широкое применение технологии OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с

мультиплексированием) и комбинации этой технологии с другими передовыми технологиями связи позволяет успешно решать поставленные задачи.

При усовершенствовании современных систем синхронизации не всегда учитываются особенности построения передаваемых сигналов и массивов данных на физическом уровне, например, при корреляционных методах синхронизации сигналов OFDM технологии во временной области. Применение последовательностей с хорошими корреляционными свойствами для формирования синхросигналов и служебных символов в технологиях связи 4G поколения, таких, как технологии LTE (The UMTS Long Term Evolution – Продолжение развития UMTS [1]), LTE Advanced – Продвинутый вариант LTE) показало их эффективность для корреляционных методов синхронизации. Это послужило важным аргументом для постановки задачи более широкого применения подобных последовательностей для формирования символов с повторяющимися временными интервалами, такими, как сигналы OFDM технологии. В свою очередь, это позволяет применять методы синхронизации по положению пиков циклических автокорреляционных функций (далее – АКФ) циклического префикса (далее – ЦП) OFDM символов.

Степень научной разработанности темы.

Корреляционные методы синхронизации – это методы начальной временной синхронизации при многоэтапных типах синхронизации в технике связи, позволяющие определить начало какого-либо массива данных или отдельного сигнала по пику корреляции известной на приеме последовательности сигналов с принятой последовательностью. Как правило, после временной синхронизации применяется более точная частотная синхронизация. Широкое распространение корреляционные методы синхронизации в системах связи (далее – СС) получили, начиная с конца прошлого века (1999 год), в технологиях WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access, IEEE 802.16 standard) [2], WLAN (Wireless Local Area Networks – беспроводные локальные сети) [3], LTE, Starlink [4], в которых положение начала принятого кадра или пакета определялось по положению пика АКФ повторяющихся символов (WLAN),

интервалов синхросигналов (Starlink), интервалов преамбулы пакета (WiMAX) или взаимокорреляционной функции (далее – ВКФ) принимаемых и эталонных синхросигналов (LTE).

Широко и всесторонне теоретические основы и примеры практического применения инженерных разработок в области систем синхронизации для технологий систем связи и передачи данных изложены в ряде отечественных и зарубежных учебных и научных изданий [5 – 27]:

- Теоретические исследования СС множественного доступа и их методов синхронизации – в трудах Шинакова Ю. С. [5], Деарта В. Ю. [6, 12], Витязева В. В. [14] и др.
- Исследование технологии множественного доступа OFDMA – в трудах Крейнделина В. Б. [15], Шломы А. М. [15], Гельгора А. Л. [16], Попова Е. А. [16].
- Системы синхронизации в технологиях СС, в том числе LTE, WiMAX, DVB-T2 (terrestrial digital video broadcasting – наземное цифровое телевидение) в трудах Журавлева В. И. [17], Гельгора А. Л. [18], Калашникова К. С. [19,20], Шахтарина Б.И. [19, 21], и др., причем в книге Журавлева В. И. [17] приведены примеры построения многоэтапных систем синхронизации и выражения для вычисления среднего времени вхождения в синхронизм на основе анализа графа состояний и переходов в условиях простого циклического поиска. В статье Гельгора А. Л. [18] приведен алгоритм синхронизации по корреляционным функциям синхросигналов кадра технологии LTE.
- Применение в системах синхронизаций CAZAC (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation – многофазная последовательность с нулевой автокорреляцией), M -последовательностей – в трудах Шинакова Ю.С. [22], Рюмшина К.Ю. [23, 24], Быкова В.В. [25], Кренгеля Е.И. [26, 27], Казачкова В.О. [28] и др., причем в статье Быкова В.В. [25] описан способ синхронизации по пикам АКФ ЦП символов OFDM с заполнением защитного интервала (ЦП) M -последовательностями в системе DVB-T2.

Наиболее близкими к разработанному корреляционному методу синхронизации являются работы по существующим методам синхронизации в СС

[4, 15 – 17, 19, 25, 28 – 48], где авторы приводят примеры построения корреляционных систем синхронизации на основе M -последовательностей, Задова – Чу [4, 16, 25, 33, 47], описывают преимущества корреляционных свойств CAZAC последовательностей [23, 35, 36, 38, 41, 42], проводят анализ методов синхронизации в частотной и временной областях [19, 21, 37, 49 – 52], а также структуру и алгоритмы многоэтапной системы синхронизации LTE технологии.

Используемые корреляционные методы синхронизации по границам OFDM символов в технологиях связи LTE [1, 16, 53], WiMAX [2], WLAN [3], DVB-T2 [54], 5GNR (New Radio – Новое Радио) [55], низкоорбитальных спутниковых систем связи (НОСС), стандарта Starlink [4, 56] характеризуются низкой эффективностью в условиях сложной помеховой обстановки и кратного увеличения числа мобильных пользователей, что обуславливает необходимость разработки методов и алгоритмов, направленных на уменьшение времени синхронизации.

Проблемная ситуация обусловлена широким применением технологии множественного доступа OFDM в системах связи и возросшие требования к объёму и скорости передачи информации при отсутствии методов сокращения времени синхронизации без значительных аппаратно-программных затрат.

Цель работы состоит в повышении эффективности системы связи стандарта LTE за счёт уменьшения времени символьной и кадровой синхронизации базовой станции с пользователями.

Научная задача исследования заключается в разработке метода и алгоритмов синхронизация символов OFDM в системах связи стандарта LTE, позволяющих сократить время символьной и кадровой синхронизации базовой станции с пользователями в Рэлеевском канале связи.

В ходе решения научной задачи была произведена её декомпозиция на следующие основные задачи, решение которых составляет содержание данной работы:

- 1 Анализ корреляционных методов синхронизации во временной области. Математическая постановка задачи исследования.

2 Разработка математической модели синхронизации кадра OFDM стандарта LTE на физическом уровне.

3 Разработка метода и алгоритмов синхронизации по границам символов OFDM стандарта LTE.

4 Оценка характеристик процесса синхронизации кадра стандарта LTE.

5 Экспериментальные исследования синхронизации сигналов стандарта LTE. Методика и практические рекомендации по использованию разработанного метода и алгоритмов синхронизации.

Объектом исследования являются последовательности для формирования циклических интервалов символов технологии OFDM.

Предметом исследования являются методы и алгоритмы корреляционных способов синхронизации.

Методология и методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы теории вероятностей, математической статистики, методы статистической радиотехники, теории связи, теории корреляционного анализа, методы имитационного математического моделирования.

Научная новизна.

1 Сформулированы и доказаны утверждения для определения последовательностей с хорошими корреляционными свойствами по максимуму значения мерит-фактора аperiодической АКФ для ПСП, M -последовательностей и последовательностей *CAZAC*.

2 Доказана возможность сокращения времени синхронизации сигналов с OFDM по пикам циклической АКФ ЦП в Рэлеевском канале связи до 2,6 раза при различных вариантах модификации ЦП:

- путём заполнения ЦП и конца "пустых" символов OFDM "окна" приёма и обработки кадра LTE технологии *CAZAC* последовательностями без восстановления данных конца символов;

- путём заполнения ЦП и конца символов OFDM "окна" приёма и обработки кадра LTE технологии суммой данных и *CAZAC* последовательностей с восстановлением данных конца символов на приёмной стороне.

3 Уменьшение дробной части фазового смещения поднесущих на границах символов до 88% в сравнении с базовым вариантом заполнения ЦП в зависимости от вариантов профилей задержек канала ETU, EVA, EPA.

4 Повышение точности определении границ символов "окна" приёма в пределах до ± 2 временных отсчёта в зависимости от варианта заполнения ЦП.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость работы заключается разработке нового корреляционного метода синхронизации по границам символов OFDM стандарта LTE с использованием CAZAC последовательностей для уменьшения времени вхождения в сеанс связи пользователей стандарта LTE путём сокращения времени синхронизации в Рэлеевском канале, как для первичной синхронизации пользователя, так и при потере синхронизации установленной связи базовой станции (далее – БС) с пользователем.

Практическая значимость работы заключается в возможности использования разработанных алгоритмов в имеющемся оборудовании систем связи стандарта LTE при незначительных программных изменениях, методиках и практических рекомендациях по использованию разработанного метода и алгоритмов, а также апробированных экспериментах.

Положения, выносимые на защиту.

1 Математическая модель синхронизации символов OFDM кадра стандарта LTE на физическом уровне, в отличии от базового заполнения двоичными данными ЦП и конца символов OFDM центрального частотного диапазона кадра стандарта LTE, учитывает возможность формирования ЦП и конца символов OFDM последовательностями CAZAC той же длины, либо их суммой с двоичными данными конца символов OFDM, что позволяет сократить время синхронизации по пикам АКФ ЦП.

2 Корреляционный метод синхронизации по границам символов OFDM стандарта LTE обеспечивает уменьшение времени синхронизации для варианта с восстановлением информации конца символов в 1,5 раза, без восстановления

информации конца символов на приёмной стороне в 2,6 раза в Рэлеевском канале с различными профилями задержек при заданной вероятности ложной тревоги.

3 Корреляционный метод позволяет провести синхронизацию по границам OFDM символов и по началу полукадра LTE с точностью ± 2 временных отсчёта, что повышает точность синхронизации по границам символов OFDM в ~ 10 раз по сравнению с базовым вариантом формирования символов OFDM и вариантом прототипа.

4 Разработанные алгоритмы формирования символов OFDM путем заполнения их конечных интервалов элементами CAZAC последовательностей для вариантов с восстановлением и без восстановления конца символа, а также алгоритмы обработки "окна" приёма и расчёта пороговых величин обеспечивают адаптацию к различным условиям Рэлеевского канала.

Степень достоверности и апробация работы.

Результаты, изложенные в диссертации, были представлены и обсуждены на следующих конференциях:

- IV Международная отраслевая научно – техническая конференция "Технологии информационного общества" 18 – 19 марта 2020г., г. Москва,
- XIV Всероссийская научно – техническая конференция "Радиолокация и радиосвязь" 23 – 25 ноября 2020 г., г. Москва,
- XV Международная отраслевая научно – техническая конференция "Технологии информационного общества" 3 – 4 марта 2021г., г. Москва,
- XXIV Международная конференция "Цифровая обработка сигналов и ее применение — DSPA-2022" 30 марта – 1 апреля 2022г., г. Москва,
- IEEE Conference № 56737 "2023 Systems of signals generating and processing in the field of onboard communications" 14 – 16 March, Moscow.

Публикации результатов.

По теме диссертации было опубликовано восемь работ. Из них 5 опубликованы в журналах из списка ВАК, 3 работы опубликованы в Сборниках трудов Международных отраслевых научно-технических конференций. Получено 2 патента и 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Личный вклад автора.

Все выносимые на защиту научные результаты получены соискателем лично. Из работ, опубликованных в соавторстве, в диссертацию включена только та их часть, которая получена лично соискателем.

Соответствие паспорту специальности.

Проведённое автором исследование соответствует п. 2 "Исследование новых технических, технологических и программных решений, позволяющих повысить эффективность развития цифровых сетей, систем и устройств телекоммуникаций" паспорта научной специальности 2.2.15 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций".

Структура и объем работы.

Диссертационная работа состоит из введения, четырёх разделов, заключения, списка литературы и шести приложений. Основная часть диссертации изложена на 162-х страницах текста, и включает в том числе 37 иллюстраций, 10 таблиц. Список литературы насчитывает 93 наименования. Приложения изложены на 20 страницах машинописного текста, включающих 8 иллюстраций и 2 таблицы.

1 АНАЛИЗ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ СИМВОЛОВ OFDM ТЕХНОЛОГИИ

Методы синхронизации современных технологий связи подразделяются на временные и частотные. В сложных сетевых системах связи формируются двух-трехэтапные системы синхронизации во временной и частотной областях с использованием обучающих последовательностей или синхросигналов. Этапы синхронизации в зависимости от конфигурации и алгоритма работы системы включают:

- тактовую синхронизацию – по временным отсчетам передаваемых сигналов [7]; тактовой синхронизации, как правило, предшествует синхронизация по несущей частоте группового сигнала (далее – ГС);
- символьную синхронизацию – по границам отдельных элементарных сигналов (далее – ЭС) символов, либо кодовых групп, модулированных значением информационного сигнала;
- цикловую/сверхцикловую синхронизацию – по границам положения синхрогрупп в ГС;
- кадровую синхронизацию – по границам передаваемых кадров установленного формата для данной технологии [7].

С развитием цифровой и микропроцессорной техники и значительным усложнением СС все чаще используются системы синхронизации во временной области и многоступенчатые системы с грубой временной и точной частотной синхронизацией, чему способствовало широкое распространение OFDM технологии построения символов передаваемых кадров с применением корреляционных методов временной синхронизации по максимальным значениям (пикам) АКФ циклически повторяющихся интервалов, характерных для построения символов OFDM.

Далее в первом разделе будут рассмотрены существующие корреляционные методы символьной и кадровой синхронизации ГС, построенных на OFDM технологии в Рэлеевском канале связи и сформулирована математическая постановка задачи уменьшения времени вхождения в синхронизм.

1.1 Принципы построения символов OFDM технологии

OFDM технология – одна из самых популярных технологий в системах широкополосных каналов связи. Система модуляции OFDM использует множество поднесущих, позволяющих высокоскоростной поток данных конвертировать в несколько параллельных битовых потоков меньшей скорости, передаваемых одновременно. Каждый поток данных модулируется своей поднесущей. Главное преимущество OFDM в том, что длительность символа значительно больше в сравнении с задержкой распространения, чем в традиционных схемах модуляции. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции (Intersymbol interference, далее – ISI). Ортогональность поднесущих обеспечивается тем, что центральная частота спектра каждой поднесущей совпадает с нулевым значением частот спектров других поднесущих. Каждая поднесущая имеет целое число периодов на интервале T_{sym} и число периодов между соседними поднесущими отличается точно на один [15]. Свойство ортогональности поднесущих не нарушается при использовании так называемого защитного интервал [19], в котором размещается ЦП, формируемый перенесением данных конца символа на интервале $T_g = \frac{1}{14}$ – нормальный ЦП, либо $T_g = \frac{1}{4}$ – расширенный ЦП [1]. На рисунке 1.1 [1] представлена последовательность OFDM символов с демонстрацией формирования ЦП как временного интервала перед информационной частью символа, который заполняется элементами конца символа.

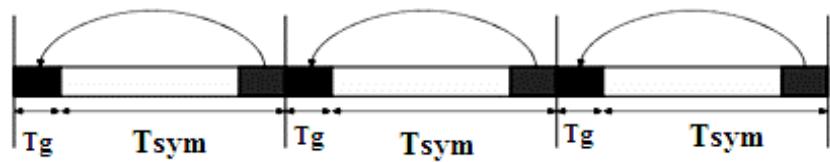


Рисунок 1.1 – Процесс перезаписи данных конца OFDM – символа во временной интервал циклического префикса последовательности символов LTE кадра.

T_{sym} – информационная часть OFDM символа, T_g – ЦП

Использование защитных временных интервалов и ЦП позволяет бороться с ошибками, порождаемыми ISI, при многолучевом распространении сигналов в Рэлеевском канале связи. На рисунке 1.2 приводится структурная схема процесса формирования OFDM сигналов [1, 15, 16].

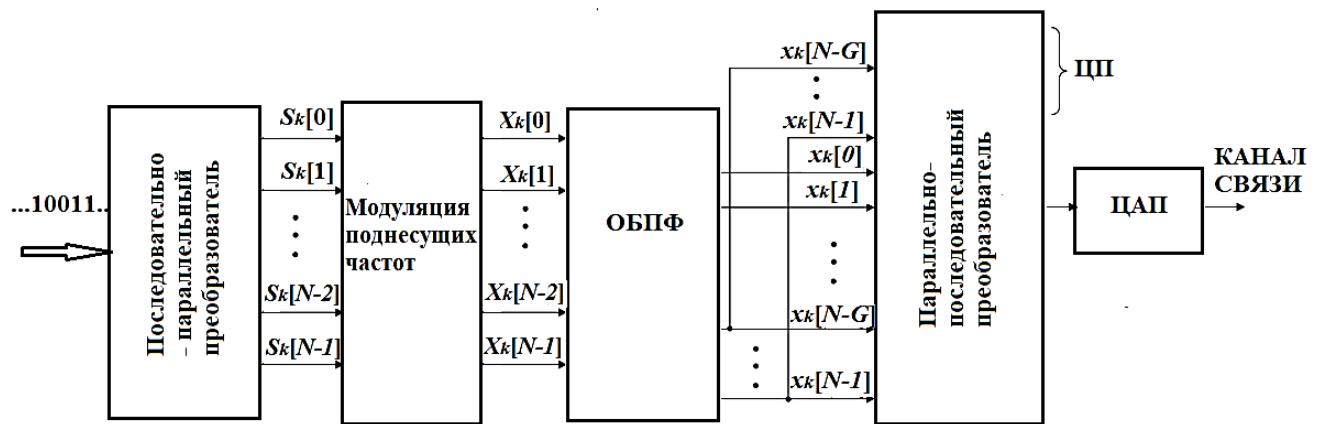


Рисунок 1.2 – Структурная схема формирования OFDM сигналов

Операция прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (далее – ДПФ, ОДПФ) позволяет получить ортогональные поднесущие сигналов без использования большого числа сложных аппаратных фильтров. После суммирования сигналов модулированных поднесущих, получения сигнала последовательного временного формата и цифро-аналогового преобразования (далее – ЦАП), кадр OFDM символов поступает в канал связи [1, 15, 16, 53].

При классическом представлении сигнал OFDM состоит из суммы поднесущих, которые модулированы, к примеру, с использованием двоичной фазовой манипуляции (binary phase-shift keying, далее – BPSK) или квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation, далее – QAM) различной сложности (16 QAM, 64 QAM [53] и т.д.) Если d_n – комплексные

модулированные символы, N – число поднесущих, T_{sym} – длительность информационной части символа и f_c – несущая частота, то один символ OFDM, начинающийся в момент $t = t_s$, может быть описан выражением (1.1) [15].

$$s(t) = \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{n+\frac{N}{2}} \cdot \exp[j \cdot 2\pi(f_c - \frac{n+0.5}{T_{sym}}) \cdot (t - t_s)], \quad (1.1)$$

$$t_s \leq t \leq t_s + T_{sym}, \quad s(t) = 0, t < t_s, t > t_s + T_{sym}.$$

В [2, 15] используется низкочастотное эквивалентное комплексное представление этого сигнала, которое определяется соотношением (1.2) [15].

$$s(t) = \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{n+\frac{N}{2}} \cdot \exp[j \cdot 2\pi \frac{n}{T_{sym}} \cdot (t - t_s)], \quad t_s \leq t \leq t_s + T_{sym},$$

$$s(t) = 0, t < t_s, t > t_s + T_{sym}. \quad (1.2)$$

В выражении (1.2) вещественная и мнимая части соответствуют синфазной и квадратурной составляющим OFDM сигнала, $\frac{n}{T_{sym}}$ – n -ая поднесущая частота [15].

Недостатками технологии OFDM являются

- высокая чувствительность к смещению частоты и фазы, нарушающему ортогональность поднесущих частот и снижающему устойчивость к межсимвольным искажениям,
- высокое значение пик-фактора (Peak to Average Power Ratio, далее – PAPR [27]), определяемого как отношение пиковой мощности сигнала к его средней мощности.

Преимущества технологии OFDM:

- способность справляться с частотно-селективными замираниями, характерными для многолучевого распространения без сложных выравнивающих фильтров,

– низкая скорость передачи символов и использование ЦП между символами делает возможным устранение межсимвольных искажений.

Технология OFDM используется в таких известных беспроводных сетях, как wireless LANs (IEEE 802.11 a, g, j, n), систем стандарта IEEE 802.16 D, B, C (WiMAX), эфирное ТВ системы (DVB-T, DVBH, T-DMB и ИБР-Т), систем EUREKA 147, цифровое Радио Mondiale, HD Radio, T-DMB и ISDB-TSB, 3GPP UMTS & 3GPP LTE, 4G и MC-CDMA [46]. В данной работе вопросы построения систем синхронизации технологии OFDM рассмотрены в применении к LTE технологии построения сотовой связи.

1.2 Особенности многолучевого распространения сигналов и характер помех при прохождении кадра OFDM символов Рэлеевского канала

В теории связи наиболее известны математические модели каналов передачи информации – это идеальный канал без помех, канал с аддитивным Гауссовским шумом [5], Рэлеевский канал (Rayleing Channel) – канал с замираниями, обусловленными многолучевым распространением радиоволн в случае, когда отсутствует прямая видимость передатчика, и на вход приемника поступают только отраженные сигналы передатчика, уровни которых изменяются случайным образом [57]. Фаза коэффициента передачи Рэлеевского канала равновероятно распределена в пределах $[0 - 2\pi]$ радиан, а амплитуда подчиняется Рэлеевскому закону распределения плотности вероятности. Функция плотности вероятности Рэлея для модуля вектора d_r представлена выражением [15]

$$f(r) = \frac{d_r}{\sigma_d^2} \exp\left(-\frac{d_r^2}{2\sigma_d^2}\right),$$

где σ_d – параметр масштаба функции плотности вероятности Рэлея.

Анализ эффектов замирания в каналах определяет два типа эффектов замирания, характерных для мобильной связи: крупномасштабное и мелкомасштабное замирание [57]. Крупномасштабное замирание отражает среднее ослабление мощности сигнала и потери в тракте вследствие распространения на большое расстояние. Статистика крупномасштабного замирания $L_s(d)$ позволяет приблизительно рассчитать потери в тракте как функцию расстояния из выражения $L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda_c}\right)^2$, где d – расстояние между приемником и передатчиком, λ_c – длина волны несущей частоты.

$L_s(d)$ соответствует значению средних потерь в канале. Крупномасштабные замирания по своему характеру соответствуют "медленным" замираниям (частотно-неселективным), когда амплитудно-фазовые искажения одинаковы для всех частот многочастотного сигнала.

Мелкомасштабное замирание – это значительные изменения амплитуды и фазы сигнала, которые на практике могут быть результатом небольших изменений (порядка половины длины волны) расстояния между передатчиком и приемником. Мелкомасштабное замирание называется Рэлеевским, если имеется большое число многократно отражающихся путей и нет компонента сигнала вдоль луча обзора. Огибающая такого полученного сигнала статистически описывается с помощью Рэлеевской функции плотности вероятности. Если преобладает незамирающий компонент сигнала, такой как путь распространения вдоль луча обзора, огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса [15]. Мелкомасштабные замирания отражают характер "быстрых" (частотно-селективных) замираний, когда амплитудно-фазовые изменения различны для сигналов на разных частотах в точке приёма.

Для мобильной радиосвязи в качестве подходящей модели описания распространения в городской среде обычно берут совокупность рассеивающих элементов, имеющих радиальное равномерное распределение, равные коэффициенты отражения и независимые случайные фазовые углы отражения. Эту модель называют моделью канала с плотным размещением рассеивающих

элементов. При её использовании интервал частот, в пределах которого комплексная частотная передаточная функция канала имеет корреляцию не менее 0.5, вычисляется по формуле [57] $f_0 = \frac{1}{5 \cdot \sigma_\tau}$, где σ_τ – величина среднеквадратического разброса задержек в диапазоне от 0 до T_m – величины максимальной задержки.

Оценку среднеквадратического разброса можно вычислить по формулам ГОСТ Р 8.736-2011 для стандартного отклонения на основании несмешённой оценки дисперсии. Оценка σ_τ определяется выражением

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\sigma_i - \sigma_m)^2}{n - 1}},$$

где $\sigma_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sigma_i$ – математическое ожидание σ_i .

Рэлеевский канал связи характеризуется преобладанием "быстрых" замираний. Термин "быстрое замирание" (fast fading) используется для описания каналов, в которых $T_0 < T_{sym}$, где T_0 – время когерентности канала – обратная величина полосы когерентности канала f_0 , T_{sym} – длительность символа. Быстрое замирание описывает условие, когда временной интервал, в течение которого поведение канала характерно для полосы когерентности, мал по сравнению со временем, необходимым для передачи символа. Для неискаженного приема важную роль играет соотношение скорости передачи символов $\frac{1}{T_{sym}}$ и полосы когерентности канала $f_0 = \frac{1}{T_0}$, в пределах которой частотные компоненты сигнала имеют большую вероятность амплитудной корреляции, т.е. на все спектральные компоненты этого диапазона канал влияет одинаково. Канал называется частотно-селективным, если $f_0 < \frac{1}{T_{sym}} = W$, где скорость передачи символов $\frac{1}{T_{sym}}$ номинально берется равной ширине полосы частот сигнала W . Амплитудное замирание не привносит искажений, связанных с внесенным каналом межсимвольными искажениями. В случае неискаженного

приема необходимо выполнение следующего условия [57] $f_0 > W = \frac{1}{T_{sym}}$. Полоса когерентности f_0 устанавливает верхний предел скорости передачи, при которой можно не использовать в приемнике эквалайзер для "выравнивания" спектральных составляющих. При условии $f_0 > \frac{1}{T_{sym}}$ для устранения межсимвольных искажений достаточно включения защитного интервала (или ЦП) впереди OFDM символов передаваемого кадра.

Системы сотовой связи, как правило, работают в условиях плотной городской застройки и частотно-селективного Рэлеевского канала связи, что определяет актуальность исследований путей улучшения синхронизации технологий связи с OFDM. После прохождения сигналов кадра Рэлеевского канала применяется компенсация частотно-селективных замираний при приёме. Необходимо отметить, что расчёт амплитудно-частотных поправочных коэффициентов эквалайзера приёмника пользователя при первом включении возможен только после завершения полного цикла синхронизации, поскольку при проведении БПФ без точной синхронизации во времени возникают ошибки в коэффициентах компенсации.

1.3 Корреляционные методы символьной и кадровой синхронизации сигналов OFDM технологии

Существующие в настоящее время алгоритмы синхронизации OFDM систем можно разделить на две основные группы [19]. Первая предполагает анализ и оценку сигнала во временной [21, 49, 50], а вторая – в частотной области [51, 52]. В работе [19] приведен алгоритм оценки временного и частотного рассогласования с использованием сигнала во временной области с учетом добавления АБГШ и допущения, что дискретизированный сигнал во временной области $a(l)$ можно считать гауссовым случайным процессом. Тогда модуль

корреляционной функции $R_l(\theta) = \sum_{l=\theta-G}^{\theta-1} a(l) \cdot a^*(l - N_{FFT})$ будет иметь максимум при значении аргумента, соответствующего началу очередного символа. В приведенном выражении l – номер временного отсчёта, G – длина защитного интервала в единицах дискретных отсчетов, N_{FFT} – размерность быстрого преобразования Фурье (далее – БПФ), $a^*(l)$ – величина, комплексно-сопряженная с $a(l)$. Тогда оценка частотного рассогласования $\hat{\delta}_\omega = \frac{1}{2\pi} \arg R_l(\theta)$.

Оптимальный алгоритм оценки сдвига частоты и временной задержки, рассмотренный в работе [50], предполагает поиск максимума функции правдоподобия:

$$\lambda_l(\theta) = 2 \cdot \left| \sum_{l=\theta-G}^{\theta-1} a(l) \cdot a(l - N_{FFT}) \right| - \rho \cdot \sum_{l=\theta-G}^{\theta-1} (|a(l)|^2 + |a(l - N_{FFT})|^2),$$

$$\rho = \frac{SNR}{SNR + 1}.$$

Экспериментальные исследования [19] показывают, что поиск экстремума корреляционной функции даёт менее высокую точность синхронизации по сравнению с оптимальным алгоритмом. Вместе с тем он не требует дополнительной оценки отношения сигнал/шум (далее – ОСШ, англ. SNR – Signal-to-Noise-Ratio), т.е. не требует определения характеристик канала связи и является более простым в реализации, что желательно на начальных этапах синхронизации пользователя с БС при его первом включении. Формирование отсчётов сигнала в частотной области при точной синхронизации требует предварительной грубой оценки временного рассогласования, т.е. полностью избежать использования алгоритмов синхронизации во временной области невозможно [19].

В системах связи 3G – 5G поколений применяются варианты синхронизации по временному положению пиков циклических и апериодических АКФ и ВКФ. Циклически повторяющиеся интервалы свойственны OFDM символам [1, 15, 16], обучающим символам [3], символам преамбул [2, 59] и PSS (Primary synchronization signal – первичный синхросигнал в системе

синхронизации LTE технологии [1, 15, 16, 53]), сформированных повторяющимися интервалами [4]. Апериодические ВКФ, как правило, применяются при формировании пиков синхросигналов [1, 16, 53], либо обучающих последовательностей, маркирующих временное положение начала кадра. Классическая корреляционная функция двух дискретизированных сигналов вычисляется из выражения [15].

$$R_{yz}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} y(\tau + l) \cdot z^*(l), \quad (1.3)$$

где $R_{yz}(\tau)$ – корреляционная функция дискретизированных во временной области сигналов $y(l)$ – принятого синхросигнала и $z(l)$ – эталонного синхросигнала; τ – временной сдвиг; l – номер временного отсчёта; L – число временных отсчётов на интервале $R_{yz}(\tau)$; $*$ – символ комплексного сопряжения.

1.3.1 Синхронизация по пикам циклически повторяющихся интервалов символов OFDM

Этот тип синхронизации относится к символьной синхронизации по пикам АКФ ЦП символов OFDM, соответствующих с определенной точностью границам символов передаваемого кадра (стандарты сотовой связи LTE, 5GNR).

Циклическая форма АКФ ЦП OFDM символов в общем виде вычисляется из выражения [15]

$$ACF_{CP}(t) = \int_0^{T_g} CP(t - \tau) \cdot CP(t - \tau - T_{sym}) d\tau.$$

В данном выражении в непрерывном времени представлена АКФ ЦП – это корреляция сигнала на интервале ЦП ($CP(t)$) длительностью T_g с конечной

частью символа, сдвинутой на временной интервал информационной части символа OFDM T_{sym} . В дискретном варианте выражение примет вид:

$$ACF_{CP}(\tau_l) = \sum_{l=0}^G CP(l - \tau_l) \cdot CP(l - \tau_l - T_{sym}) \quad (1.4)$$

где l – номер временного отсчёта;

G – число временных отсчётов ЦП;

T_{sym} – число временных отсчётов информационной части символа;

τ_l – номер временного отсчёта сдвига ЦП от интервала конца символа, повторяющего ЦП.

На рисунке 1.3 приведена укрупнённая структурная схема символьной синхронизации по пикам АКФ ЦП.

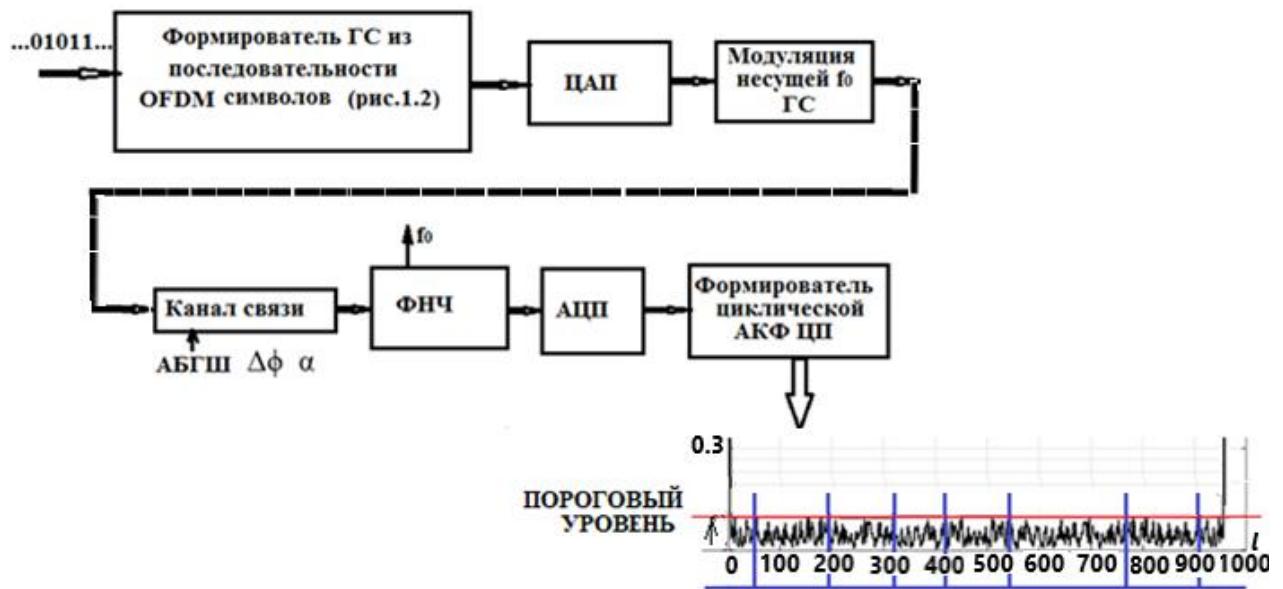


Рисунок 1.3 – Укрупненная структурная схема символьной синхронизации по пикам АКФ ЦП

На структурной схеме показано формирование группового сигнала из последовательности символов OFDM, подробно представленное на рисунке 1.2, прохождение ГС через Рэлеевский канал и формирование пиков циклической АКФ ЦП, совпадающих с границами символов в идеальном канале.

Способ символьной синхронизации по временному положению пиков АКФ ЦП запатентован в 1997 году в [58]. Этот способ описан в [50] как способ, использующий избыточность, вводимую в системы OFDM технологии

использованием ЦП для корреляционной синхронизации в Гауссовском канале без пилот-сигналов. В [33] описан метод оценки временного смещения символов и несущей частоты в Гауссовском канале для системы синхронизации по пикам АКФ ЦП. Методы символьной и кадровой синхронизации в системах связи на основе OFDM технологии широко представлен в [48]. Основной недостаток представленных способов символьной синхронизации заключается в их применимости только для Гауссовского канала связи с ОСШ более 17 дБ [48].

Классическое построение ЦП путем переноса двоичных данных с концов символов [33, 50, 58] в работе обозначается как базовый вариант построения OFDM символов ГС. В этом случае наблюдается низкая точность попадания пиков АКФ ЦП в границы символов, что отражено на рисунке 1.3 заметными различиями в интервалах между пиками АКФ ЦП. При низких значениях ОСШ и преобладании "быстрых" замираний Рэлеевского канала синхронизация по пикам циклически повторяющихся интервалов символов OFDM в их базовом варианте построения неэффективна.

1.3.2 Синхронизация по пикам циклической АКФ повторяющихся интервалов синхросигналов

Под повторяющимися интервалами синхросигналов следует понимать какое-либо число последовательностей равной длины с идентичными элементами, заполняющих интервал синхросигнала последовательно друг за другом (преамбулы в стандартах IEEE 802.11 a, g, j, n, IEEE 802.16 a, b, c, d, e; PSS в стандарте Starlink). В данном подразделе рассматриваются варианты кадровой синхронизации с использованием повторяющихся интервалов синхросигналов.

1.3.2.1 Вариант кадровой синхронизации по границам преамбулы кадра стандарта WiMAX

Кроме ЦП, цикличность достигается и другими способами, позволяющими формировать циклически повторяющиеся интервалы символов, маркирующих начало кадра корреляционными пиками АКФ преамбул. В технологии WiMAX (стандарт IEEE 802.16e-2005, 2009, WPAN) [2] каждый кадр начинается с преамбулы, за которой следуют пакеты данных от БС к пользователю или в обратном направлении.

Все алгоритмы кадровой синхронизации в технологии WiMAX основаны на расчете коэффициентов корреляции различных участков преамбулы во временной или частотной области. Для обнаружения преамбулы можно использовать следующие свойства преамбулы [59]:

- наличие циклического префикса;
- симметричность относительно центрального отсчёта;
- наличие трёх (четырех) одинаковых участков во временной области.

Коэффициент корреляции по ЦП вычисляется из выражения [59] $r_{CP}(l) = \sum_{l=0}^{G-1} x(l) \cdot x^*(l + N_{FFT})$, где $x(l)$ – l -й отсчет входного сигнала на частоте дискретизации 11,2 МГц; N_{FFT} – размерность БПФ.

При наличии двух и трёх одинаковых участков символа преамбулы (периодический метод обнаружения преамбулы) коэффициент корреляции вычисляется из подобного выражения [59], но пределы суммирования ограничены размерностью $l = \overline{0, \frac{N_{FFT}}{2}}$, $l = \overline{0, \frac{N_{FFT}}{3}}$. Структурная схема кадровой синхронизации в данном варианте идентична схеме на рисунке 1.3. Сравнительный анализ коэффициентов корреляции [59] показал преимущество метода обнаружения преамбулы по АКФ ЦП, обладающего более высокой устойчивостью к частотным сдвигам.

Корреляционные методы повышения эффективности кадровой синхронизации путем компенсации временных сдвигов OFDM символов преамбул представлены в [31, 48, 60 – 63]. В [60] представлен краткий обзор корреляционных методов повышения эффективности символьной и кадровой синхронизации и компенсации частотно-фазовых сдвигов поднесущих OFDM символов. Предложен вариант применения последовательностей ZC в качестве m повторяющихся коротких символов в преамбуле стандарта IEEE 802.11, что повышает точность кадровой синхронизации за счёт увеличения числа пиков и возможности усреднения их положения. В [31] авторы в качестве преамбулы применяют два OFDM символа; первый состоит из 2-х одинаковых псевдослучайных последовательностей (ПСП), модулирующих только четные поднесущие символа, ВКФ которых формирует пик, маркирующий начало кадра. В [61 – 63] авторами были предложены варианты построения преамбулы либо из 2-х частей, состоящих из элементов CAZAC последовательностей [61], либо из 4-х частей ПСП, сформированных путем ОБПФ [62], либо 4-х сопряженных CAZAC последовательностей [63].

Недостаток представленных методов синхронизации заключается в их применимости: в каналах с высоким ОСШ (более 17 дБ); в Гауссовском канале и в каналах с медленными замираниями. При этом в [31] на вершине ВКФ преамбулы образуется "плато", что не позволяет с высокой точностью определить начало кадра, а в [61 – 63] наблюдается формирование корреляционного пика, маркирующего начало кадра, с достаточно высокими боковыми лепестками, значение которых возрастает при снижении ОСШ.

1.3.2.2 Вариант кадровой синхронизации по повторяющимся интервалам первичного синхросигнала технологии Starlink

В технологии Starlink [4], для синхронизации используются повторяющиеся временные интервалы PSS. В кадре символ PSS состоит из 8 одинаковых M -

последовательностей, модулированных дифференциальной фазовой манипуляцией (differential phase-shift keying, далее – DPSK) с фазовым сдвигом $\pi/2$. При операции ВКФ принятого и эталонного PSS формируется "гребёнка" из 11 пиков ВКФ_{PSS} различной амплитуды, маркирующих начало кадра, посылаемого пользователем. Укрупненная структурная схема кадровой синхронизации по пикам "гребёнки" ВКФ_{PSS} приведена на рисунке 1.4. Центральный пик "гребёнки" ВКФ_{PSS} определяет начало кадра стандарта Starlink.



Рисунок 1.4 – Укрупненная структурная схема кадровой синхронизации по пикам "гребёнки" ВКФ PSS

Недостаток данного алгоритма – ограничение выбора последовательностей с "хорошими" корреляционными свойствами только одним вариантом последовательности.

1.3.3. Синхронизация по пикам аperiодической ВКФ принимаемых и эталонных синхросигналов (LTE, 5GNR)

Кадр как отдельная информационная структура обязательно содержит синхросигналы и служебные символы, повторяющиеся циклически из кадра в кадр, что даёт возможность построения кадровой синхронизации. В различных

технологиях сотовой и спутниковой связи применяется различное число последовательностей для построения синхросигналов, разное число синхросигналов в составе кадра и разные математические выражения их построения. Как правило, это последовательности с "хорошими" корреляционными свойствами (*CAZAC*, M -последовательности), предполагающими δ -корреляцию. В стандарте LTE для построения первичного синхросигнала применяются три различных *CAZAC* последовательности Задова – Чу ($ZC(u, K)$, $u = 25, 29, 34$; $K = 62$), где u – индекс последовательности, K – число элементов. На элементах этих последовательностей построены три PSS [53]. ВКФ_{PSS} вычисляется из выражения

$$\text{ВКФ}_{PSS}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} PSS_{rec}(\tau + l) \cdot PSS_{et}^*(l), \quad (1.5)$$

где ВКФ_{PSS} – взаимокорреляционная функция принимаемого первичного синхросигнала PSS_{rec} и PSS_{et}^* – одно из 3-х комплексно-сопряженных эталонных синхросигналов PSS_{et} ,

l – номер временного отсчета,

L – число временных отсчетов OFDM символа PSS ,

τ – временной сдвиг между принимаемыми и эталонными последовательностями временных отсчетов синхросигналов PSS_{rec} и PSS_{et}^* .

Укрупненная структурная схема цикловой синхронизации по временному положению пика ВКФ_{PSS}, маркирующего начало полукадра стандарта LTE, приведена на рисунке 1.5.

Для получения более высокой точности оценки временного положения PSS, необходима операция усреднения по величине и временному положению максимумов ВКФ_{PSS} на интервале M_p периодов накопления ВКФ_{PSS}. Усреднение по величине и временному положению максимумов ВКФ_{PSS} на примере кадра LTE [18] представлено в выражении

$$\text{ВКФ}_{PSS_i}^{(M_p)}(l) = \frac{1}{M_p} \sum_{m_p=0}^{M_p-1} \text{ВКФ}_{PSS_i}[l + M \cdot L \cdot m_p], \quad (1.6)$$

где M_p – число периодов накопления (кадров, полукадров) пиков ВКФ, m_p – номер периода накопления – $m_p = 0, 1 \dots M_p - 1$, M – число символов в периоде накопления, L – число отсчётов в символе, $l = 0, 1 \dots M \cdot L \cdot m_p - 1$ – номер временного отсчёта ВКФ на интервале "окна" усреднения.

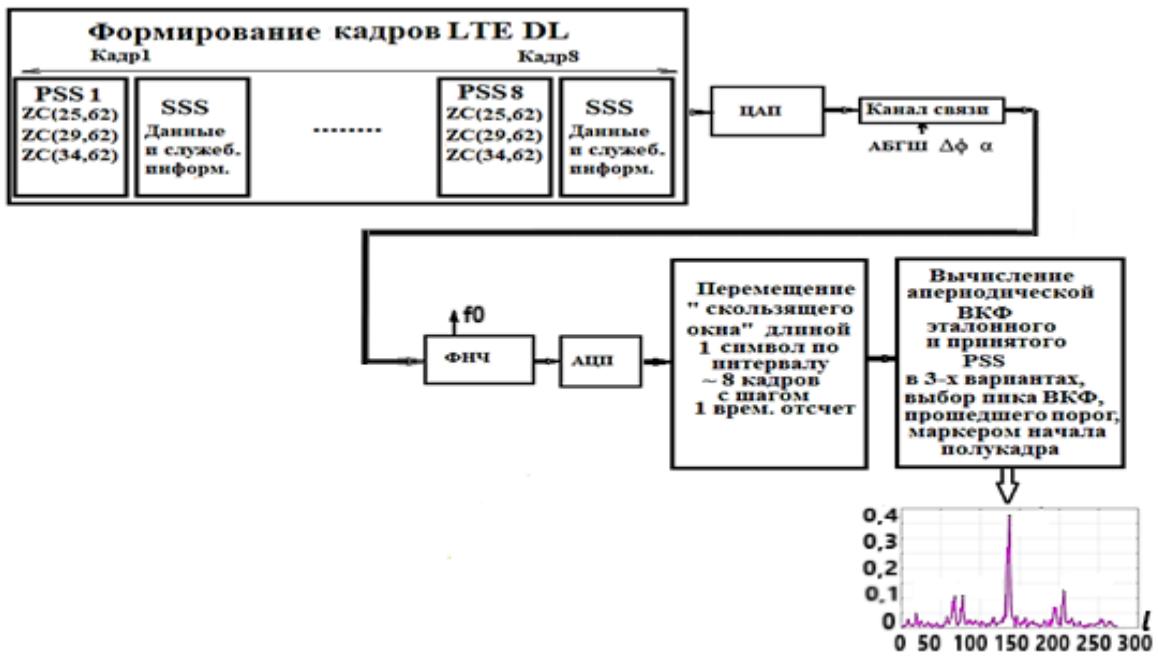


Рисунок 1.5. – Укрупненная структурная схема цикловой синхронизации по временному положению пика ВКФ_{PSS} , маркирующего начало полукадра стандарта LTE

В LTE технологии [18] для достижения заданной точности предлагается усреднение положения пика ВКФ_{PSS} по $M_p \geq 8$ периодам ВКФ_{PSS} . Недостаток данного метода заключается в необходимости использования большого временного интервала для усреднения пиков ВКФ_{PSS} , что приводит к увеличению времени синхронизации и определяет невозможность использования в системах связи с динамическим распределением ресурсов пользователей (5G).

1.4 Особенности построения системы синхронизации технологии LTE

При первом включении пользователя, настроенного на работу в системах связи технологии LTE, синхронизация с БС проводится в два или три этапа во временной области на физическом уровне (грубая временная синхронизация) в зависимости от принятого БС алгоритма синхронизации. Затем проводятся 4-й и 5-й этапы – этап точной частотной синхронизации поднесущих и этап обмена служебной информацией БС с пользователем. Технология LTE OFDM сотовой связи 4G поколения в классическом варианте представлена трехэтапной системой синхронизации во временной области [16]. Центральная часть частотного диапазона кадра LTE DL, содержащего синхросигналы и служебные символы и передаваемого от БС пользователю, представлена на рисунке 1.6 [53, 64].

Используя определения этапов синхронизации, представленные в начале раздела 1, можно связать с ними поэтапную синхронизацию технологии LTE следующим образом:

– первый этап – символьная синхронизация, в данном случае – определение границ OFDM символов по положению пиков циклической АКФ ЦП символов кадра, посылаемого БС в нисходящем направлении; оценка дробной части фазового смещения поднесущих [16, 28];

– второй этап – цикловая синхронизация, в данном случае это синхронизация по пикам корреляционной функции сигнала PSS, расположенного в 7-м OFDM – символе 0-го и 10-го слота передаваемого кадра [1, 16, 53], т. е. в начале 1 и 2 половины кадра (рисунок 1.6). В технологии LTE PSS представлен в 3-х вариантах и построен на комплексных последовательностях Задова – Чу ($ZC(u, K)$), где u – значение корней: $u = 25, 29, 34$; $K = 62$ – число элементов, модулирующих $N = 62$ поднесущих центрального частотного диапазона кадра LTE DL. Это комплексные последовательности, $-t$ -ый элемент которых вычисляется по формуле (1.7) [1, 53]

$$d_u(k) = \begin{cases} \exp(-j \frac{\pi u k * (k+1)}{63}), & k = 0, 1, \dots, 30; \\ \exp(-j \frac{\pi u (k+1) * (k+2)}{63}), & k = 31, 32, \dots, 61. \end{cases} \quad (1.7).$$

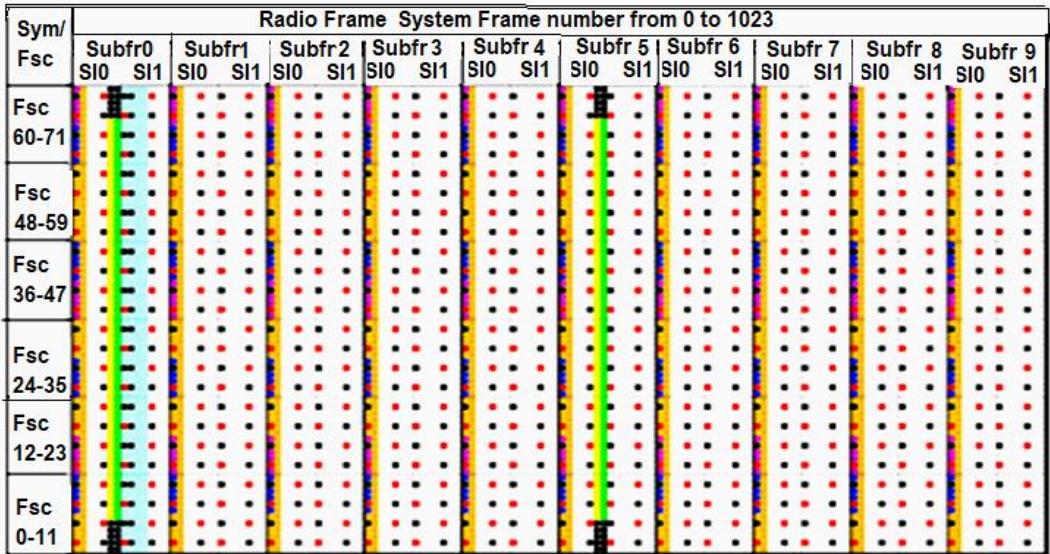


Рисунок 1.6 – Центральная часть частотного диапазона кадра LTE DL, отражающая ресурсную сетку кадра (по горизонтали – временная ось символов кадра, по вертикали частотная ось поднесущих частот)

Циклическая АКФ последовательности ZC имеет вид δ -функции с нулевым значением боковых лепестков, т.е. обладает идеальными корреляционными характеристиками [1]. Временное положение пика ВКФ принятого и эталонного сигналов PSS позволяет получить грубую временную привязку к границам полукадра и оценку целой части частотно-фазового смещения поднесущих частот символов принятого кадра LTE [1, 16, 53]. Эталонные сигналы PSS считаются известными на приемной стороне [16, 28];

– третий этап – кадровая синхронизация – в данном случае это синхронизация по временному положению пика ВКФ принятого и эталонного сигналов SSS (Secondary synchronization signal – вторичный синхросигнал), построенных на 2-х 31-элементных M -последовательностях и их циклических сдвигах, размещенных в 6-м OFDM – символе 0-го и 10-го слота передаваемого кадра и модулирующих также 62 поднесущих [53]. Поскольку M -последовательности в составе SSS в 0 и 10 слотах различны, корреляционные пики SSS повторяются через 20 слотов, т.е. с периодом длительности кадра. Это

позволяет получить временную привязку к началу кадра, т.е. завершить процесс кадровой синхронизации. Компенсация частотных сдвигов поднесущих проводится поэтапно, начиная с комплексной циклической АКФ ЦП, из квадратур которой можно вычислить дробную часть фазового смещения поднесущих в центральной полосе частот передаваемого кадра.

Второй этап является ключевым для установления кадровой синхронизации, поскольку при выполнении условий заданной точности синхронизации по временному положению начала полукадра LTE, положение начала символа SSS можно определить сдвигом на длительность одного символа назад (влево по оси времени) от начала синхросигнала PSS.

Кадр, представленный на рисунке 1.6 длительностью 10мс, состоит из 10 подкадров (Subfr0 – Subfr9), каждый из которых включает 2 слота (Sl0, Sl1) по 7 символов с нормальным ЦП. Варианты длины ЦП (нормального и расширенного) – от 1/14 до ¼ длительности информационной части OFDM символов наглядно представлены в [1]. На рисунке 1.7 представлена структура символа OFDM, состоящего из информационного интервала и ЦП.



$$T_{symg} = T_g + T_{sym},$$

где T_{symg} – длительность OFDM символа;

T_{sym} – интервал информационной части символа;

T_g – интервал ЦП.

По горизонтали кадра отображены подкадры во временной области, по вертикали – последовательность 72 поднесущих частот (subcarriers frequencies, далее – f_{sc}), разбитых на 6 RB. Каждый RB включает 12 f_{sc} в частотной области и 7 символов – во временной области, т.е. 84 ресурсных элемента (resource element, далее – RE). Каждый RE соответствует 1 OFDM символу во временной области и

1 поднесущей в частотной области. Частотный интервал между поднесущими – $\Delta f_{sc} = 15000\text{Гц}$ [1, 16, 53] определяет длительность информационного интервала OFDM символа: $T_{sym} = \frac{1}{\Delta f_{sc}} = 66.6667\text{мкс}$. 62 центральных поднесущих (рисунок 1.6) применяются для передачи PSS – зелёный цвет и SSS – жёлтый цвет RE. Для размещения служебной информации БС предназначены 2 символа из RE синего, сиреневого, желтого цветов в начале каждого подкадра, а также 4 OFDM символа (голубой цвет) после символа PSS предназначены для широковещательного канала. RE красного и черного цвета – референсные символы (Reference signals, далее – RS), используемые для определения характеристик канала связи и дополнительной синхронизации пользователей. RE белого цвета – свободные символы, заполняемые пользователями по планированию БС.

Стандарт технологии LTE [1, 53] определяет длительность OFDM символов с нормальным ЦП $T_{symg} = \frac{1}{\Delta f_{sc}} + \frac{T_{sym}}{14} = 66,67\text{мкс} + 4,7\text{мкс} = 71,37\text{мкс}$. Базовая величина частоты дискретизации согласно стандарту [53] $F_{s_0} = 30,72\text{МГц}$, что соответствует периоду временных отсчетов $3.255 \cdot 10^{-8}\text{с}$. Тогда информационная часть OFDM символов содержит 2048 временных отсчетов, нормальный ЦП – 144 временных отсчета. В центральной части частотного диапазона кадра, включающей 72 поднесущих с элементами синхросигналов в полосе частот 1080 кГц, число временных отсчетов сокращается в 16 раз и соответствует для интервала T_{symg} 137 временным отсчетам (для ЦП 2 – 7 символов слота – 9 временных отсчетов, для ЦП 1-го символа слота – 10 временных отсчетов) [16, 53]. Период временных отсчетов в этой полосе частот $T_s = 3,255 \cdot 10^{-8}\text{с} \cdot 16 = 5,21 \cdot 10^{-7}\text{с}$.

На третьем этапе синхронизации – по пикам ВКФ SSS временное положение SSS определяется достаточно точно положением PSS на втором этапе синхронизации как для варианта FDD (Frequency Division Duplex – дуплекс частотного разделения каналов), так и для TDD (Timing Division Duplex – дуплекс временного разделения каналов); при выполнении условий грубой синхронизации, указанных выше, достаточно вычислить положение символа SSS.

Вторичные синхросигналы SSS состоят из 2-х конкатенированных 31-элементных последовательностей на основе M -последовательностей и их различных циклических сдвигов. Для определения временного положения начала кадра LTE DL возможна обработка еще одного полукадра, т.к. SSS в полукадрах различны и только в одном из них закодирован первый идентификатор БС $N_{ID}^{(1)}$. Положение начала кадра определяется положением именно этого SSS [53]. Пример определения кода, зашифрованного в SSS, рассмотрен в [65]. Полный идентификатор БС, определенный для конкретного пользователя, представлен в выражении (1.8)

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}, \quad (1.8)$$

где $N_{ID}^{(1)}$ – идентификатор группы (0 ... 167), определяемый SSS;

$N_{ID}^{(2)}$ – идентификатор сектора (0, 1, 2), определяемый PSS.

Каждая БС формирует 504 сотовых идентификатора, организованных в 168 групп по 3 идентификатора в каждой [53].

Завершением процесса грубой временной синхронизации с допустимой точностью в данной работе принимается синхронизация по временному положению начала полукадра LTE DL, т.е. после проведения синхронизации по положению пика ВКФ PSS. Трехэтапная синхронизация во временной области отвечает рекомендациям многоступенчатости построения синхронизации в ее классических вариантах [17].

Недостаток системы синхронизации LTE технологии заключается в существенном увеличении интервала статистической обработки принятого кадра на первом этапе синхронизации (по пикам циклической АКФ ЦП) при значениях ОСШ менее 17дБ [48] и преобладании "быстрых" замираний Рэлеевского канала, что увеличивает общее время вхождения в синхронизм.

В технологии LTE заложена возможность реализации синхронизации без первого этапа, т. е. начиная со второго этапа (по корреляционным пикам PSS). Однако подобный подход увеличивает время вхождения в синхронизм на этапах

грубой временной синхронизации, что обусловлено увеличением числа временных выборок для получения не менее 8 оценок ВКФ PSS, (является минимальным значением числа усредняемых пиков ВКФ PSS по величине и временному положению в Рэлеевском канале) [18].

Трехэтапный алгоритм синхронизации во временной области содержит некоторую долю избыточности, позволяющую оптимизировать этот алгоритм в зависимости от состояния канала связи.

В технологии LTE для варианта первого включения пользователя суммарное время периодов грубой и точной синхронизации – 200...350 мс при ОСШ~0 – 2дБ [1]. Этот интервал времени включает три этапа корреляционных методов синхронизации с вычислением идентификатора БС, этап перехода в частотную область обработки кадра путем выполнения операции БПФ и вычисление частотно-временных коэффициентов эквалайзера по данным характеристик канала, полученных с БС, а также этап обмена служебной информацией БС с пользователем.

1.5 Требования по точности к корреляционным системам синхронизации

Теоретическая точность первого и второго этапа синхронизации определяется периодом временных отсчётов сигнала $\pm T_s$, где T_s – временной интервал между соседними отсчётами аналого-цифрового преобразователя (далее – АЦП), т. е. величина $5,2 \cdot 10^{-7} \text{с}$, обратная частоте дискретизации F_s , определяемой из ширины рабочей полосы центрального частотного диапазона передаваемого кадра стандарта LTE [16, 53]. В системах OFDM допускаются ошибки синхронизации до нескольких процентов от частотного интервала между поднесущими [1]. Стандартом IEEE 1588-2008 предусматривается передача точных временных меток от ведущего синхроустройства к ведомому по асинхронной сети для единой временной синхронизации всей сети базовых

станций. Мобильным пользователям с БС передаются синхросигналы, включаемые в формат кадра на физическом уровне. Разработчики систем связи должны самостоятельно обеспечить синхронизацию БС с пользователем в пределах точности, необходимой для выполнения условий установленных критериев качества связи [66].

В работе за пределы точности синхронизации принимаются критерии стандарта IEEE 1588-2008 для синхронизации БС. Точность фазовой и временной синхронизации (фазового отклонения между БС и соседними сотами) должна быть на уровне $d\tau=3$ мкс [67]. Это достигается за счёт введения допустимого предела точности синхронизации в $\pm 1,5$ мкс фазового отклонения [68], что для центрального диапазона частот кадра LTE DL составляет $\frac{d\tau}{T_s} \sim \pm 3$ временных отсчета без учета влияния канала связи. Данная величина составляет $\sim 2,25\%$ от значения $\Delta f_{sc} = 15\ 000\text{Гц}$ между поднесущими в стандарте LTE [53]. Точность фазовой и временной синхронизации продвинутой технологии LTE-Advanced установлена на уровне $d\tau=5$ мкс [69], что составляет $\frac{d\tau}{T_s} \sim \pm 10$ временных отсчетов, т. е. больше предела точности синхронизации $\pm 1,5$ мкс.

В результате предварительного исследования OFDM символов кадра LTE DL в базовом варианте построения в Рэлеевском канале с добавлением АБГШ с ОСШ 0 – 50дБ определено, что смещение временных отсчетов от их идеального положения на первом этапе синхронизации достигает ~ 20 отсчетов.

Цель работы состоит в минимизации времени синхронизации, а уменьшение отклонения положения пиков АКФ ЦП от идеального положения границ символов центрального частотного диапазона приводит к достижению поставленной цели.

Предел точности синхронизации по границам символов определяется в ± 2 временных отсчета – $d\tau_{syn} = \pm 1,04 \cdot 10^{-6}\text{с}$, т.е. \sim в 1,5 раза меньше $\pm 1,5$ мкс [68], что в ~ 10 раз меньше величины смещения временных отсчетов в базовом варианте построения символов. Т. о., решаемые задачи уменьшения времени синхронизации, в том числе за счёт сокращения интервала усреднения временных

отсчётов кадра LTE DL в зависимости от характеристик канала связи, являются актуальными.

1.6 Математическая постановка задачи исследования корреляционных методов синхронизации в OFDM технологии

Цель данной работы – уменьшение времени символьной и кадровой синхронизации БС с пользователями систем связи стандарта LTE в условиях Рэлеевского канала.

Условия проведения исследований. Процесс передачи кадров LTE проводится в условиях некогерентного приема (фазовой неопределенности) при прохождении кадром Рэлеевского многолучевого канала связи с замираниями и добавлением АБГШ в центральном диапазоне рабочей полосы частот кадра LTE DL. Погрешности синхронизации – статическая и динамическая, определяемые нестабильностью системного генератора несущей частоты и схемой фазовой автоподстройки частоты (далее – ФАПЧ) в данной работе не рассматриваются. Все операции корреляционного анализа на приемной стороне проводятся после фильтрации несущей частоты в приемнике. Таким образом, в данной работе не рассматривается процедура фазовой синхронизации несущей, а также характеристики классической системы синхронизации, основанные на схемотехнических решениях ФАПЧ [70, 71].

Постановка математической задачи исследования предполагает

- минимизацию оценки среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ на этапе символьной синхронизации;
- выбор интервала "окна" приема и обработки кадра, минимизирующего величину $M1\{T_{SYN}\}$ для варианта первого включения пользователя и варианта случайной потери синхронизации.

Критерием оценки разработанного метода синхронизации является величина среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ на этапе

символьной синхронизации по границам OFDM символов. Для варианта первого включения пользователя учитывается эффективность алгоритма синхронизации по пику аperiодической ВКФ PSS во временных границах выбранного интервала "окна" приема, маркирующему начало полукадра LTE и заканчивающего процесс синхронизации на физическом уровне. Аналитическое представление математической постановки задачи определяется выражением

$$M1\{T_{SYN}\} = \min_{q,m,l}\{(q \cdot m \cdot L_{symg} + l) \cdot T_s\},$$

где q – номер кадра, $0 \leq q \leq N_{Fr}$,

N_{Fr} – число кадров в "окне" приема,

m – номер символа, $0 \leq m \leq M$,

M – число символов в кадре,

L_{symg} – число временных отсчётов в символе OFDM стандарта LTE, включая ЦП, для центрального частотного диапазона кадра, т.е. $L_{symg} = 137$ [16],

l – номер временного отсчёта;

T_s – период временных отсчётов.

Ограничения, накладываемые на параметры выбранных интервалов приёма и обработки принятого кадра и канала связи.

Параметры "окна" приёма и обработки.

– Длительность "окна" (T_{W1}) при первом включении пользователя "снизу" ограничивается интервалом половины кадра LTE DL ($0,5T_{FrLTE}$) между синхросигналами PSS $T_{W1} \geq 0,5T_{FrLTE}$, что соответствует полуанне числа временных отсчетов кадра N_{Fram} центрального частотного диапазона, т.е. $N'_{Fram} \geq \frac{1}{2}N_{Fram}$ или 70 OFDM символам LTE DL полукадра. Вероятность попадания границ "окна" в пределы интервала символа PSS предполагает расширение "окна" на величину интервала от одного символа до одного слота в зависимости от алгоритмов обработки "окна", т.е. $0,5T_{FrLTE} < T_{W1} \leq (0,5T_{FrLTE} + 7 \cdot T_{symg})$. В варианте первичного включения пользователя полученное значение T_{W1} характеризует выигрыш во времени синхронизации по границе полукадра по

сравнению с существующими методами первых двух этапов синхронизации. Третий этап синхронизации по положению пика ВКФ_{SSS} (по началу кадра) и этапы перехода в частотную область компенсации смещения поднесущих и обмена служебной информацией с БС не изменяют суммарного значения $M1\{T_{SYN}\}$.

– Длительность "окна" при случайной потере синхронизации ограничивается интервалом "скользящего окна" протяжённостью в один слот, т.е. $T_{Ws} = T_{Slot}$, $N'_{Sl} = 959$ временных отсчётов при значении $T_s = 0.52 \cdot 10^{-6}$ с. Число перемещений "скользящего окна" на интервале "окна" приёма ограничено временем удержания в "очереди" на обслуживание пользователя при случайной потере синхронизации.

Все операции моделирования формирования кадра LTE, его прохождения через канал связи и обработки в приёмнике проводятся только для 72 центральных поднесущих частот кадра LTE DL в диапазоне 1.08 МГц, формирующих ресурсную сетку элементов радиокадра в варианте FDD с использованием нормальной длительности ЦП OFDM символов.

Условием моделирования Гауссовского и Рэлеевского канала является ограничение величины ОСШ диапазоном $0 \text{ дБ} \leq \text{ОСШ} \leq 50 \text{ дБ}$.

Для построения моделей Рэлеевского канала в данной работе обозначены два варианта: первый – при моделировании прохождения через канал кадра LTE DL с целью получения информации об амплитудных искажениях принимаемых сигналов и величине их временных задержек; второй – для исследования частотно-фазовых искажений и влияния Допплеровского сдвига частоты принятых сигналов на фазовые смещения поднесущих.

В первом варианте характеристики канала связи преимущественно формируются согласно существующим имитационным математическим моделям канала с замираниями следующим образом:

– задержки пути распространения радиосигналов задаются по правилам: первая задержка, соответствующая первому пути, равна нулю, остальные составляют от 100 нс до 10 мкс;

- модель канала должна содержать не более 100 путей;
- среднее значение усиления пути – между -20 дБ и 0 дБ. Значение величины затухания изменяется линейно в зависимости от задержки.

Во втором варианте используются стандартные модели каналов:

- ETU – Extended Typical Urban model – стандарт LTE профилей задержек в условиях плотной городской застройки;
- EVA – Extended Vehicular A model – стандарт LTE профилей задержек в условиях движения мобильного пользователя в транспорте;
- EPA – Extended Pedestrian A model – стандарт LTE профилей задержек в условиях движения мобильного пользователя пешком [72].

В качестве информационных данных пользователей в работе рассматриваются двоичные последовательности с большим значением разницы между числом нулей и единиц, а также ПСП [73, 74].

В данной работе в качестве прототипа метода заполнения концов OFDM символов кадра LTE DL применяется заполнение M -последовательностями, представленное в [25] как метод заполнения защитного интервала символов OFDM в системе DVB-T2 для синхронизации и оценки состояния канала.

1.7 Выводы по 1 разделу

1 Представлено краткое описание построения символов OFDM технологии, отмечена роль ЦП символов в защите от ISI в каналах с замираниями и возможности применения для символьной синхронизации.

2 Представлен краткий обзор корреляционных методов символьной и кадровой синхронизации в современных стандартах связи. Недостаток представленных методов синхронизации заключается в их применимости: в каналах с высоким ОСШ (более 17 дБ), в Гауссовском канале и в каналах с медленными замираниями.

3 Проведён анализ существующей многоэтапной системы синхронизации технологии связи LTE 4G поколения в различных вариантах ее применения,

выявлены недостатки в скорости и точности синхронизации на первом этапе при базовом построении символов кадра LTE DL.

4 Сформулировано аналитическое выражение математической постановки задачи уменьшения среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ за счёт выбора оптимального интервала "окна" приёма и обработки кадра LTE DL в вариантах первого включения пользователя и случайной потери синхронизации. Определены ограничения на длительность "окна" приёма и обработки и условия моделирования прохождения кадра LTE DL Гауссовского и Рэлеевского каналов связи.

2 РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИНХРОНИЗАЦИИ LTE КАДРА ПО ГРАНИЦАМ OFDM СИМВОЛОВ НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ

В данном разделе рассмотрена математическая модель, позволяющая учитывать возможность формирования ЦП и конца символов OFDM последовательностями с "хорошими" корреляционными свойствами, либо их суммой с двоичными данными конца символов OFDM. Рассмотрены основные свойства этих последовательностей и критерии их выбора.

2.1 Математическая модель синхронизации сигналов с OFDM в системах связи на физическом уровне

Для решения задачи снижения времени вхождения в синхронизм в работе разработана математическая модель синхронизации сигналов с OFDM кадра LTE DL, на которой выделены функциональные структуры формирования модифицированных символов и начальных этапов корреляционной синхронизации во временной области.

Разработанная математическая модель синхронизации базируется на функциональной 4-х уровневой модели сетей связи следующего поколения (Next Generation Networks, далее – NGN) [6], построенной по правилам Международной организации по стандартизации [6, 12, 75, 76]. Функциональная модель сетей NGN для систем связи на физическом уровне одинакова для любых радиотехнических систем, в том числе, при формировании и передаче кадра OFDM технологии построения символов.

Структурно-функциональная схема математической модели синхронизации сигналов с OFDM на физическом уровне, включающая 12 модулей, представлена на рисунке 2.1. В центре рисунка 2.1 модулем 13 представлено – графическая

интерпретация разработанного метода модификации конечных элементов ресурсной сетки кадра LTE DL.

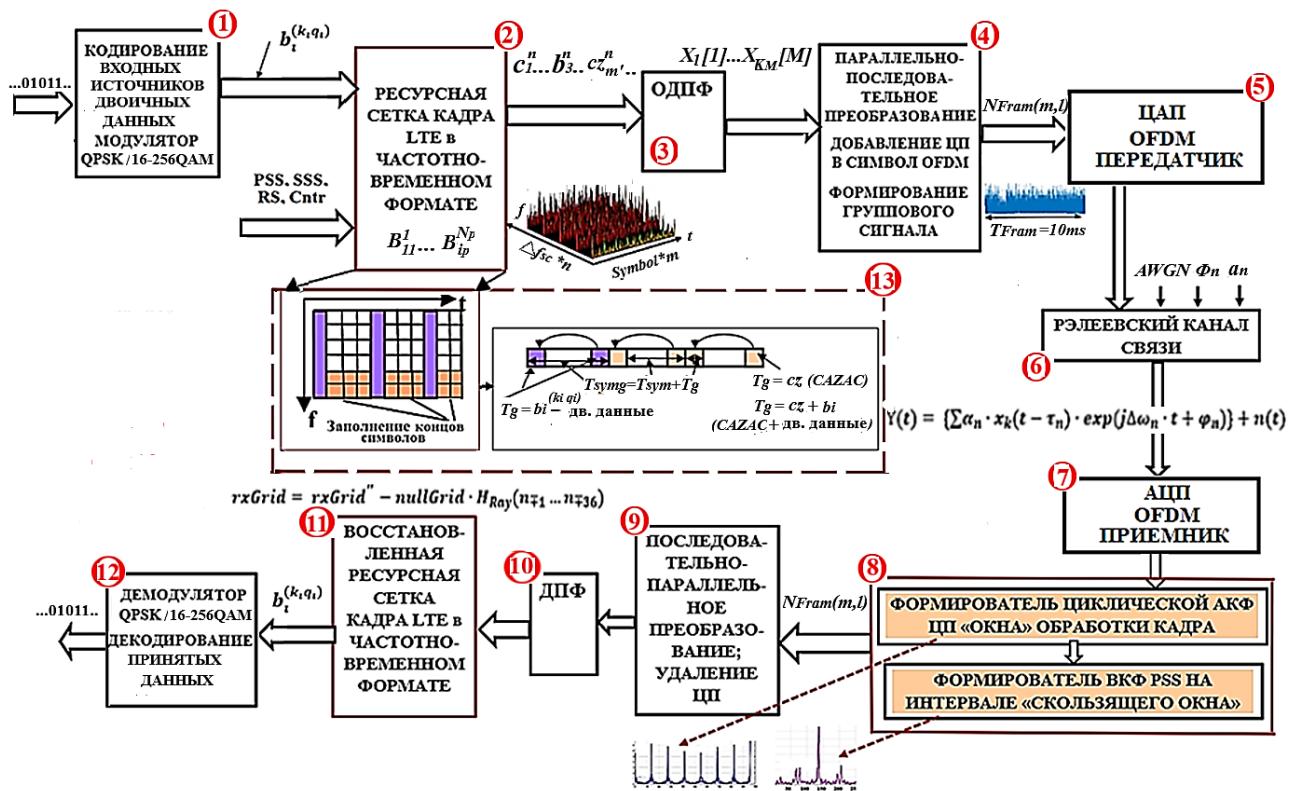


Рисунок 2.1 – Структурно-функциональная схема математической модели синхронизации сигналов с OFDM на физическом уровне

Разработанная математическая модель синхронизации сигналов с OFDM учитывает возможность формирования ЦП и конца символов OFDM последовательностями с "хорошими" корреляционными свойствами той же длины, либо их суммой с двоичными данными конца символов OFDM, что позволяет сократить время синхронизации по пикам АКФ ЦП, а также включением этапа символьной синхронизации принятого временного "окна" кадра по положению границ символов OFDM, совпадающих с положением пиков циклической АКФ ЦП.

Длительность ЦП и переносимого конца символов определяется стандартом технологии кадра [1, 15, 16, 53].

Заполнение конца символа последовательностями с "хорошими" корреляционными свойствами допускается для символов центрального

частотного диапазона, не содержащих служебной информации и синхросигналов, и только для "пустых" символов, т.е. не содержащих информации пользователей с уже установленной синхронизацией.

Заполнение конца символа суммой двоичных случайных последовательностей и последовательностей с "хорошими" корреляционными свойствами допускается для символов кадра, не содержащих служебной информации и синхросигналов при условии восстановления информации конца символа пользователя при приёме кадра.

В базовом варианте представления, предполагающим множественный доступ p пользователей, математическая модель описывается следующими выражениями.

Входные сообщения пользователей $1 \dots p$ $[b_1(0) \dots b_1(i_1 - 1)] \dots [b_p(0) \dots b_p(i_p - 1)]$ длиной $i_1 \dots i_p$ бит соответственно в модуле 1 (рисунок 2.1) проходят следующие операции:

- кодирования источников пользователей и скремблирования – $[b_1^{(k_1 q_1)}(0) \dots b_1^{(k_1 q_1)}(i_1 - 1)] \dots [b_p^{(k_p q_p)}(0) \dots b_p^{(k_p q_p)}(i_p - 1)];$
- преобразования из последовательной формы в параллельную – $S/P_1 \dots S/P_{np}: [b_1^{k_1 q_1}(0) \dots b_1^{k_1 q_1}(i_1 - 1)] \dots [b_p^{k_p q_p}(0) \dots b_p^{k_p q_p}(i_p - 1)];$
- модуляции поднесущих ресурсных блоков (далее – RB, Resource block) параллельными потоками данных пользователей, модулированных различными типами модуляции ($QPSK, 16QAM - 256QAM$)

$$[b_1^{(k_1 q_1)}(0) \cdot \exp(2\pi f_1 \cdot t) \dots b_1^{k_1 q_1}(i_1 - 1) \cdot \exp(2\pi f_{i_1} \cdot t)] \dots [b_p^{(k_p q_p)}(0) \cdot \exp(2\pi f_{i_{p-1} + 1} \cdot t) \dots b_p^{(k_p q_p)}(i_p - 1) \cdot \exp(2\pi f_{i_p} \cdot t)].$$

В модуле 2 (рисунок 2.1) формируется ресурсная сетка передаваемого кадра в частотно-временном формате из данных пользователей и служебной информации БС – синхросигналов PSS, SSS; референсных сигналов RS; управляющих сигналов Ctrl. Элементы ресурсной сетки модулируют поднесущие

центрального частотного диапазона кадра. Символы служебной информации не подвергаются модификации.

В технологии LTE передаваемый от БС пользователям кадр информации в частотно -временном формате распределяется БС пользователям; пользовательская единица $1 RB = 12f_{i_p} \cdot 7Symbol = 84RE$. Выражение для RE ресурсной сетки:

$$\begin{aligned} & [B_{11}^1 B_{12}^1 \dots B_{pi_1-1}^1 B_{pi_1}^1] [B_{21}^1 B_{22}^1 \dots B_{pi_2-1}^1 B_{pi_2}^1] \dots [B_{p1}^1 B_{p2}^1 \dots B_{pi_p-1}^1 B_{pi_p}^1] \\ & [B_{11}^2 B_{12}^2 \dots B_{pi_1-1}^2 B_{pi_1}^2] [B_{21}^2 B_{22}^2 \dots B_{pi_2-1}^2 B_{pi_2}^2] \dots [B_{p1}^2 B_{p2}^2 \dots B_{pi_p-1}^2 B_{pi_p}^2] \\ & \dots \\ & [B_{11}^{N1-1} B_{12}^{N1-1} \dots B_{pi_1-1}^{N1-1} B_{pi_1}^{N1-1}] [B_{21}^{N2-1} B_{22}^{N2-1} \dots B_{pi_2-1}^{N2-1} B_{pi_2}^{N2-1}] \dots [B_{p1}^{Np-1} B_{p2}^{Np-1} \dots B_{pi_p-1}^{Np-1} B_{pi_p}^{Np-1}] \end{aligned}$$

$$[B_{11}^{N1} B_{12}^{N1} \dots B_{pi_1-1}^{N1} B_{pi_1}^{N1}] [B_{21}^{N2} B_{22}^{N2} \dots B_{pi_2-1}^{N2} B_{pi_2}^{N2}] \dots [B_{p1}^{Np} B_{p2}^{Np} \dots B_{pi_p-1}^{Np} B_{pi_p}^{Np}]$$

где $B_{pi_p}^{Np}$ – i -й элемент p -го пользователя, модулирующий N -ю поднесущую p -го пользователя.

RE, представленные в частотно-временном формате, поступают на вход модуля 3 (рисунок 2.1) ОДПФ. С выхода ОДПФ сформированный во временной области сигнал из M информационных символов кадра по K_i элементов в каждом символе $[X_1[1] \dots X_{K1}[1]] \dots [X_1[M] \dots X_{K_M}[M]]$ поступает на вход модуля 4 (рисунок 2.1).

Модуль 4 выполняет функции преобразователя параллельных потоков в последовательную форму путём суммирования по временным отсчетам поднесущих, модулированных элементами $B_{pi_p}^{Np}$, на интервале L отсчетов символа для каждого из M OFDM символов кадра с дополнением ЦП из G временных отсчетов, перенесенных из интервала конца каждого символа в область ЦП

$$[X_{L1-G}[1] \dots X_{L1}[1] \dots X_{1_1}[1] \dots X_{L1}[1]] \dots [X_{L_M-G}[M] \dots X_{L_M}[M] \dots X_{1_M}[M] \dots X_{L_M}[M]].$$

С выхода параллельно-последовательного преобразователя значения отсчётов символов кадра во временной области $x_l(t_i)$ поступают на вход модуля 5 (рисунок 2.1) – OFDM передатчик, разделяющий их значения на синфазные и квадратурные составляющие с проведением цифро-аналогового преобразования и модуляции несущей частоты f_c ортогональными сигналами

$xI(t) \cdot \cos(2\pi f_c \cdot t) - xQ(t) \cdot \sin(2\pi f_c \cdot t)$. Далее групповой сигнал (далее – ГС) кадра, сформированный передатчиком (модуль 5) во временной области, поступает на вход Рэлеевского канала связи, представленного в схеме математической модели модулем 6 (рисунок 2.1). На выходе Рэлеевского канала связи оценка сигнала во временной области принимает вид $\hat{X}(t) = \{\sum_r \alpha_r \cdot X(t - \tau_r) \cdot \exp[-j2\pi \cdot (f_c + \Delta f_r) \cdot t + \varphi_r]\} + N_0(t)$. В представленном выражении $\hat{X}(t)$ – оценка сигнала передаваемого кадра, прошедшего Рэлеевский канал, r – номер пути сигнала в многолучевом канале, α_r – коэффициент затухания r -го пути, τ_r – задержка распространения по r -му пути, Δf_r – сдвиг несущей частоты r -го пути, φ_r – начальный фазовый сдвиг несущей частоты r -го пути; $N_0(t)$ – величина плотности мощности АБГШ.

На приёмной стороне ГС кадра поступает на вход модуля 7 (рисунок 2.1), в котором после фазовой автоподстройки несущей частоты и её фильтрации, а затем дискретизации отфильтрованного в полосе поднесущих частот сигнала в аналого-цифровом преобразователе (далее – ADC, Analog-to-Digital Conversion), наступает этап грубой временной синхронизации.

В варианте прототипа данной математической модели при базовом способе заполнения ЦП двоичными информационными последовательностями первый этап синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП символов кадра, как правило, не используется в сложной помеховой обстановке плотной городской застройки и высокоскоростного движения пользователей. Синхронизация по пикам циклической АКФ ЦП неэффективна при значении ОСШ < 17 дБ и преобладании "быстрых" замираний Рэлеевского канала. Таким образом, в базовом варианте математической модели синхронизации сигналов с OFDM, процесс синхронизации начинается с формирования ВКФ PSS, вычисляемой из выражения (1.5).

Для достижения заданной точности (подраздел 1.5) в [18] предлагается усреднение положения пика ВКФ_{PSS} по 8 и более периодам повторения PSS, т.о. интервал "окна" приёма – более 4-х кадров LTE DL, т.е. более 40 мс. При достижении заданной точности определения начала полукадра по положению

пика ВКФ_{PSS} , положение вторичного синхросигнала SSS вычисляется путем сдвига назад на интервал одного символа в режиме разделения FDD. ВКФ SSS вычисляется из выражения

$$\text{ВКФ}_{SSS}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} SSS_{rec}(\tau + l) \cdot SSS_{et}^*(l), \quad (2.1)$$

где ВКФ_{SSS} – взаимокорреляционные функции вторичного синхросигнала для принимаемого SSS_{rec} и SSS_{et}^* (комплексно сопряженного с эталонным синхросигналом SSS_{et});

l – номер временного отсчета, $0 \leq l \leq L - 1$,

τ – сдвиг между принимаемыми и эталонными последовательностями временных отсчетов.

На этапе синхронизации по положению пика ВКФ_{SSS} при первичном включении пользователя, для символа, предположительно содержащего SSS, производятся вычисления ВКФ с 168 эталонными $SSS_{et}^{(16)}$ [18] согласно выражению

$$\text{ВКФ}_{SSS_{HF}}(i_{sss}) = \left| \sum_{l=0}^{127} RES^{(16)}[SSS_{Shift} + l] \cdot SSS_{HF,Nid1}^{(16)*}[i_{sss}, l] \right|, HF = 0, 1, i_{sss} = 0, 1, \dots, 167, \quad (2.2)$$

где HF – значение номера полукадра,

i_{sss} – номер SSS, рассматриваемых на соответствие номеру первого идентификатора БС ($N_{ID}^{(1)}$),

SSS_{Shift} – временной сдвиг до начала SSS, вычисляемый на основе положения PSS,

$N_{ID}^{(1)}$ – значение первого идентификатора БС,

$SSS_{HF,Nid1}^{(16)}$ – матрица временных отсчетов размерностью 168×128 синхросигналов SSS.

После определения временного положения PSS, для SSS нет необходимости проводить обнаружение. Обработка идентифицированных PSS и SSS позволяет

получить полный идентификатор БС в технологии LTE. Полный идентификатор БС определяется из выражения (1.8).

После процедуры первичной и вторичной временной синхронизации и определения временного положения начала кадра технологии LTE, процедуры обработки принятого кадра производятся в обратном порядке до получения двоичной информации пользователем:

в модуле 9 (рисунок 2.1) проводится удаление ЦП и последовательно-параллельное преобразование;

– в модуле 10 (рисунок 2.1) проводится прямое дискретное преобразование Фурье (далее – ДПФ);

– в модуле 11 (рисунок 2.1) проводится восстановление ресурсной сетки кадра;

– в модуле 12 (рисунок 2.1) проводится демодуляция данных; параллельно-последовательное преобразование; декодирование и получение переданной двоичной информации.

Разработанная математическая модель синхронизации кадра OFDM символов с применением разработанного корреляционного метода синхронизации, представленного в модуле 8 (рисунок 2.1), отличается от ранее известных [1, 15, 16, 53] и описанного выше прототипа тем, что включает этап синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП, с вариантами заполнения конца символов ресурсной сетки последовательностями с "хорошими" корреляционными свойствами или их суммой с двоичными данными, исключая модификацию служебных символов кадра LTE. На приёмной стороне для кадра LTE технологии проводится 3-х этапная синхронизация во временной области [1, 16], описанная в подразделе 1.4.

Выражение для вычисления нормированной циклической АКФ ЦП кадра LTE [16]:

$$\begin{aligned} \text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l) &= \\ &= \sum_{n_{Sl}=0}^{Sl-1} \sum_{l=0}^{N_{Sl}'-1} \frac{2 \sum_{g=0}^{G-1} z(N_{Sl}' \cdot n_{Sl} + l + g) \cdot z^*(N_{Sl}' \cdot n_{Sl} + l + g + L)}{\sum_{g=0}^{G-1} |z(N_{Sl}' \cdot n_{Sl} + l + g)|^2 + \sum_{g=0}^{G-1} |z(N_{Sl}' \cdot n_{Sl} + l + g + L)|^2}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где $z(l)$ – комплексное значение временного отсчёта с выхода АЦП;

$n_{Sl} = 0 \dots Sl - 1$ – номер слота в окне приёма в полукадре LTE;

Sl – число слотов на интервале принятого сигнала;

$l = 0 \dots N_{Sl}' - 1$ – номер временного отсчёта в слоте;

L – число временных отсчетов информационной части символа ($L = 128$);

N_{Sl}' – число временных отсчетов в слоте с учетом частоты дискретизации и коэффициента децимации (прореживания);

$g = 0 \dots G - 1$ – номер временного отсчёта ЦП, $g \in G$;

G – число временных отсчетов на интервале ЦП;

"*" – символ комплексного сопряжения.

В стандарте LTE технологии [53] при частотном интервале между поднесущими $\Delta f_{sc} = 15\text{кГц}$ и длительности OFDM символов кадра $T_{sym} = 1/\Delta f_{sc} = 66.6667 \text{ мкс}$ для центральной частотной области с шириной полосы частот $1,08 \text{ МГц}$ предполагается децимация частоты дискретизации $F_{s16} = \frac{F_s}{k_d} = 1,92\text{МГц}$, $k_d = 16$ – коэффициент децимации. Тогда число временных отсчётов на информационном интервале OFDM символов равно 128 и 9 или 10 отсчетов на интервале ЦП [16]. Принимаемый сигнал в полосе частот 1.08 МГц , содержащий синхросигналы и служебные сигналы БС, должен быть отфильтрован фильтром низких частот (далее – ФНЧ) с полосой пропускания $1,08 \text{ МГц}$.

Пиковые значения циклической АКФ ЦП определяют границы OFDM символов "окна" приема и обработки кадра, усреднённого на интервале слота из M_{Sl} символов по $\frac{Sl}{2}$ слотам; Sl – число слотов в кадре. Процесс усреднения по временным отсчетам полукадра осуществляется следующим образом:

1) суммируются $M_{Sl} \cdot (L + G) = N'_{Sl}$ комплексных временных отсчетов слота как N'_{Sl} столбцов по Sl строкам слотов в матрице временного "окна" принятых значений отсчётов $z[Sl, N'_{Sl}]$;

2) значения отсчетов l полученной последовательности $Z_{Sl}(l)$ делятся на число слотов в "окне" приема $\frac{Sl}{2}$, что отражено в выражении

$$Z_{Sl}(l) = \frac{2}{Sl} \sum_{n_{Sl}=0}^{\frac{Sl}{2}-1} \hat{s}'(l + n_{Sl} \cdot N'_{Sl}), \quad (2.4)$$

где $l = \overline{1, N'_{Sl}}$;

Sl – число слотов в кадре;

n_{Sl} – номер слота, $n_{Sl} = \overline{0, \frac{Sl}{2}-1}$;

$Z_{Sl}(l)$ – последовательность значений комплексных временных отсчетов на длительности первого слота.

После процедуры усреднения (выражение (2.4)) осуществляется вычисление циклической АКФ ЦП (АКФ_{ЦП}^{Sl}) M_{Sl} символов, $N'_{Sl} = L \cdot M_{Sl}$ временных отсчётов, которые усреднены на интервале слота в "окне" приёма, согласно выражению

$$\text{АКФ}_{\text{ЦП}}^{Sl} Z_{Sl}(l) = \sum_{m_{Sl}=0}^{M_{Sl}-1} \sum_{l=0}^{N'_{Sl}-1} \frac{2 \sum_{g=0}^{G-1} Z_{Sl}((L+G) \cdot m_{Sl} + l + g) \cdot Z_{Sl}^*((L+G) \cdot m_{Sl} + l + g + L)}{\sum_{g=0}^{G-1} |Z_{Sl}((L+G) \cdot m_{Sl} + l + g)|^2 + \sum_{g=0}^{G-1} |Z_{Sl}((L+G) \cdot m_{Sl} + l + g + L)|^2}, \quad (2.5)$$

где M_{Sl} – число символов в слоте; $M_{Sl} = \frac{N'_{Sl}}{L}$.

На рисунке 2.2 представлен пример нормализованной циклической АКФ ЦП на интервале слота из 7 символов OFDM (для кадра технологии LTE).



Рисунок 2.2 – Модуль нормированной циклической АКФ ЦП 7 символов OFDM слота кадра LTE

Число временных отсчетов $Sl_Shift(l)$ в принимаемой последовательности до начала слота можно определить из выражения [16]

$$Sl_Shift(l) = 10 + \arg(\max_l |\text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l)|), \quad (2.6)$$

где $\max_l |\text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l)|$ – значение максимума слота, характерного для АКФ ЦП первого символа слота;

$\arg(\max_l |\text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l)|)$ – число отсчётов временного сдвига начала первого слота кадра, т.е. грубая временная синхронизация по началу слота и пикам циклической АКФ ЦП, совпадающих с границами символов OFDM.

Кроме временной синхронизации циклическая АКФ ЦП позволяет оценить дробную часть частотной отстройки, т. е. с точностью до целого числа частотных интервалов между поднесущими Δf_{sc} . Набег фазы $\Delta\varphi$ между временными отсчёты l и i определяется выражением $\Delta\varphi = 2\pi \cdot \Delta f_n \cdot T_s \cdot (i - l)$, где Δf_n – сдвиг частоты n -ой поднесущей

Оценка дробной части фазового смещения поднесущих будет однозначной при условии $\Delta\varphi < \pi$. Фазовые смещения временных отсчетов АКФ_{ЦП}^{sl} в (2.5) вычисляются как $\Delta\varphi_{\text{АКФ}}(l) = \arctg \frac{Im_l}{Re_l}$ и в точках экстремумов определяются частотным сдвигом ΔF [16]

$$\Delta F = f_z + f_q = \frac{F_{s(Kd)}}{2\pi \cdot L} \text{angle}\{\text{АКФ}_{\text{ЦП}}[\arg(\max_l |\text{АКФ}_{\text{ЦП}}^{sl}(l)|)]\}, \quad (2.7)$$

где angle – операция определения фазы комплексного числа, $|\text{angle}| < \pi$;

$f_z = \Delta f \cdot n_f$ – целая часть частотного сдвига по поднесущим;

$n_f = 0, 1, 2 \dots$ – номер поднесущей;

f_q – дробная часть.

Формулы (2.3) – (2.7) актуальны и для других технологий, использующих OFDM построение символов кадра.

Таким образом, разработанная математическая модель позволяет сформировать символы передаваемого кадра LTE DL согласно стандарту технологии LTE на физическом уровне и провести на приемном конце синхронизацию существующими и разработанными корреляционными методами.

2.2. Основные характеристики последовательностей и критерии их выбора

Для решения задачи выбора последовательности с "хорошими" корреляционными свойствами для заполнения повторяющихся интервалов символов OFDM необходимо провести сравнительный анализ этих последовательностей с базовым вариантом заполнения двоичными случайными последовательностями и вариантом прототипа заполнения повторяющихся интервалов M -последовательностями [25] и определить критерий выбора искомых последовательностей.

Оценка применимости последовательностей для решения подобного рода задач состоит в определении:

- последовательностей с наилучшими корреляционными свойствами;
- критериев выбора последовательностей.

Для исследования предлагаются: двоичные случайные последовательности, M -последовательности, многофазные CAZAC последовательности со свойством

циклической δ -корреляции (последовательности Задова-Чу и Фрэнка в данном исследовании).

Критерием оценки корреляционных свойств последовательностей в отечественной и зарубежной научно – технической литературе обычно используются различные модификации мерит-фактора (merit-factor, далее – MF) [78, 79, 80]. В научных кругах на текущий момент не сложилось единого подхода к определению MF . В зарубежных научных трудах приводится выражение MF в виде отношения энергии главного лепестка к суммарной энергии всех боковых лепестков [79], т.е. $MF = \frac{R_m(0)}{\sum_{k=1-K}^{K-1} R_m(k)}$. В представленном выражении $R_m(0)$ – максимальное значение главного лепестка АКФ, K – число элементов АКФ, $R_m(k)$ – k -ое значение боковых лепестков АКФ, $0 < k \leq K$.

В отечественных научных трудах к определению MF также нет единого подхода. MF определено либо как отношение квадрата величины максимального пика корреляционной функции (далее – КФ) последовательностей к сумме величин квадратов боковых лепестков КФ (MF^{-1}) [78], $MF^{-1} = \frac{\sum_{k=1-K}^{K-1} |R_m(k)|^2}{|R_m(0)|^2}$, либо обратной величиной данного отношения [80] – $MF = \frac{K^2}{2 \cdot \sum_{k=1}^{K-1} (R_m(k))^2}$. В представленном выражении $R_m(k)$ – величина k -го бокового лепестка аperiодической АКФ, K – длина АКФ.

В диссертационной работе в качестве MF полагается отношение энергии главного лепестка АКФ или ВКФ к средней величине энергии боковых лепестков.

$$MF_{AK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(AK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(AK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(AK\Phi))\}/(K-1)}, \quad (2.8)$$

$$MF_{BK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(BK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(BK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(BK\Phi))\}/(K-1)}, \quad (2.9)$$

где $\text{mod}(\max(AK\Phi))$, $\text{mod}(\max(BK\Phi))$ – величины модулей максимальных значений АКФ или ВКФ функций исследуемой последовательности;

$\text{mod}(AK\Phi(k))$, $\text{mod}(BK\Phi(k))$ – величины модулей боковых лепестков АКФ или ВКФ функций;

k – номер элемента АКФ или ВКФ;

K – число элементов АКФ или ВКФ.

Таким образом, MF АКФ является энергетическим критерием выбора последовательностей для модификации символов кадра LTE, причем при одной длине последовательностей предпочтение отдается последовательности с наибольшим MF АКФ.

Важным критерием является число вариаций длины последовательности – чем больше вариантов длины последовательности, тем больше возможностей ее применения в различных вариантах построения символов кадра LTE. Число элементов последовательностей определяется из выражения для ее построения.

Базовый вариант заполнения концов символов – двоичные последовательности, длина которых – любое целое положительное число.

Вариант прототипа последовательностей для модификации символов – это M -последовательности, являющиеся разновидностью ПСП, особенность которых – равное число "0" и "1" (± 1 элемент) с равномерным распределением по длине последовательности [43, 74]. M -последовательности относятся к последовательностям с "хорошими" корреляционными свойствами, характеризуемыми высоким MF АКФ в сравнении с двоичными случайными последовательностями. Для двоичной M -последовательности число элементов равно [81] $K = 2^\gamma - 1$, γ – целое число. Значение боковых лепестков циклической АКФ M -последовательности длиной K двоичных элементов постоянно и равно $\frac{1}{K}$ (либо $(-\frac{1}{K})$, если значения элементов M -последовательности равны ± 1). С ростом K величина боковых лепестков циклической АКФ уменьшается. Значение боковых лепестков аperiодической (усечённой) АКФ M -последовательности длиной L двоичных элементов близко к величине $\frac{1}{\sqrt{K}}$.

Под *CAZAC* последовательностями следует понимать такие, элементы которых принадлежат множеству комплексных чисел – корней из единицы вида $a(k) = \exp(j \frac{2\pi k}{K})$, $0 \leq k < K$ [26].

CAZAC последовательности отличают:

- постоянство модуля амплитуды комплексного сигнала,
- идеальная циклическая АКФ,
- нулевая взаимная корреляция последовательности с одним и тем же индексом k при различных циклических сдвигах,
- низкие величины значений ВКФ двух различных *CAZAC* последовательностей,
- низкое значение пик-фактора [27].

Наиболее широкое распространение в области радиотехники и связи получили *CAZAC* последовательности Фрэнка (далее – *Fr*) [36, 39], Милевски (Milewski) [38, 40], а также Задова – Чу (далее – *ZC*) [35]. Кроме хороших корреляционных свойств, в результате их исследования установлено, что наименьший пик-фактор с $PAPR \leq 2$ (3дБ) демонстрируют идеальные многофазные последовательности *Fr*, *ZC* и Милевски, имеющие идеальную автокорреляцию. Недостатком этих последовательностей является то, что объем их алфавита (число различных фаз) увеличивается с ростом числа элементов L . Так, например, объем алфавита последовательностей *Fr* длины 2^K равен $2^{K/2}$ [27].

Последовательности *Fr* [36, 39, 41] – это периодический многофазные последовательности, формируемые с помощью матрицы, представленной на рисунке 2.3. Числа представляют собой коэффициенты умножения базового фазового угла $\alpha = \frac{2\pi\beta}{K}$. В представленном выражении β и K являются целыми взаимно простыми числами.

$$\begin{array}{ccccccc}
 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\
 0 & 1 & 2 & 3 & \cdots & (K-1) \\
 0 & 2 & 4 & 6 & \cdots & 2(K-1) \\
 0 & 3 & 6 & 9 & \cdots & 3(K-1) \\
 \vdots & & & & & \vdots \\
 0 & \cdots & & \cdots & & (K-1)^2
 \end{array}$$

Рисунок 2.3. – Матрица для формирования последовательностей *Fr*

Элементы последовательности Fr a_k определяются [39] как $a_k = \xi^{\mu\nu}$. В представленном выражении $\xi = \exp(\alpha)$. Каждый элемент последовательности равен

$$a_k = \left(\exp\left(\frac{-j \cdot 2\pi \cdot \beta}{K}\right) \right)^{\mu \cdot \nu}, \mu, \nu = 0, 1, \dots, K-1 \quad (2.10)$$

где μ – номер столбца матрицы (рисунок 2.3);

ν – номер строки.

Значения модулей элементов a_k равны 1. Показатель степени элементов последовательности (2.10) формируется как произведение строки и столбца по элементам матрицы слева направо, сверху вниз. Общее число элементов последовательности Fr $N_{Fr} = \mu \cdot \nu$. Для исследований, к примеру, при $N_{Fr} = K^2 = 9$ в формуле фазового угла подходят значения $\beta = 1, 2, 4, 5, 7, 8$. Последовательности Fr во всех 6-ти вариантах параметра β с числом элементов последовательностей 9 имеют близкие характеристики (АКФ, MF), без выраженного предпочтения какому – либо из вариантов. Для исследований был выбран вариант $\beta = 8$. Последовательность является периодической. Периодическая (циклическая) функция автокорреляции для $CAZAC$ последовательности – это пики δ -функции с интервалом K элементов между пиками. Значения боковых лепестков – нулевые.

Допплеровский сдвиг частоты Fr эквивалентен сдвигу во времени [36]. После добавления сдвига частоты, эквивалентного n элементам, эта последовательность повторяет исходную последовательность с другой начальной точкой.

В [40] предложена методика формирования последовательностей Милевски на основе базовых последовательностей ZC [26]. Однако, сложные алгоритмы построения не улучшают характеристики автокорреляции последовательностей Милевски, и эти последовательности не рассматриваются для решения поставленной задачи.

Последовательность ZC широко используются в LTE технологии. k -й элемент ZC [35] длиной K формируется, исходя из выражений

$$\begin{aligned} a_u(k) &= \exp\left(-j \frac{\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right), k = 0, 1 \dots K-1, \quad K - \text{чётное}, \\ a_u(k) &= \exp\left(-j \frac{\pi \cdot u \cdot k \cdot (k+1)}{K}\right), k = 0, 1 \dots K-1, \quad K - \text{нечётное}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Многофазные последовательности с периодической функцией автокорреляции, которая равна нулю везде, за исключением единственного максимума за период, были описаны Фрэнком, Задовым [41] и Хеймиллером [42]. Д. Чу [35] отметил, что длина последовательности Fr ($N_{Fr} = K^2$) ограничена идеальным квадратом, что не всегда применимо в задачах формирования служебных сигналов систем связи. Последовательности ZC могут быть любой длины, что дает им некоторый приоритет при использовании в задачах корреляционного анализа систем связи.

2.3 Оценка аperiодических корреляционных характеристик для последовательностей Задова – Чу, Фрэнка по сравнению с ПСП

Для любой ПСП максимум аperiодической АКФ определяется количеством единиц или весом ПСП $W_1 = \left(\frac{K}{2}\right) \pm 1$, что следует из определения ПСП [43, 74, 80].

Для любой $CAZAC$ последовательности максимум аperiодической АКФ определяется весом $W_1 = K$. Значение максимума аperiодической АКФ $CAZAC$ последовательностей численно равно числу элементов последовательности K , что объясняется равенством "1" модулей всех элементов $CAZAC$ последовательностей (на примере $ZC(u, n)$):

$$\text{mod}(a_u(k)) = \text{abs}(\exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right)) = \sqrt{\cos^2\left(\frac{2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right) + \sin^2\left(\frac{2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right)} = 1.$$

Теоретически $MF_{CAZAC} > MF_{\text{ПСП}}$. Доказательство этого утверждения приведено в Приложении А. Подобные выводы сделаны автором [35]. Более подробно сравнительный анализ корреляционных свойств двоичных и многофазных последовательностей рассмотрен в [23].

На рисунке 2.4 представлены графики модулей аperiодических АКФ последовательностей с равным числом элементов $K = 15$ ($16 - \text{для } Fr$).

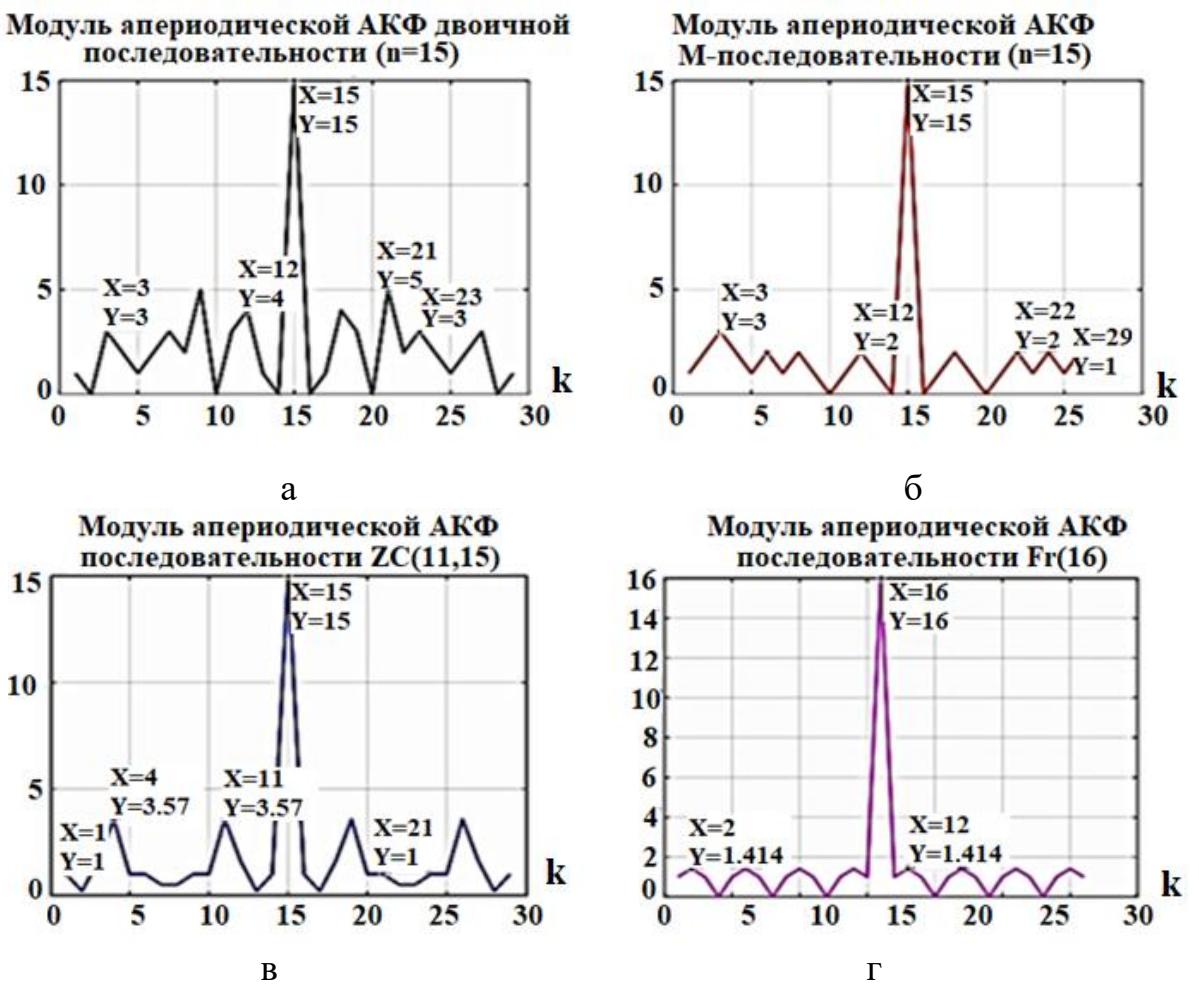


Рисунок 2.4 – Графики модулей аperiодических АКФ: а – двоичной последовательности $a(k) = \pm 1$; б – M -последовательности $a(k) = \pm 1$; в – комплексной последовательности $ZC(11,15)$; комплексной последовательности $Fr(11,16)$.

В таблице 2.1 приведены значения MF для последовательностей, приведенных на графиках рисунка 2.4.

Таблица 2.1 – Значения MF для исследуемых последовательностей при значениях двоичных данных ± 1

Последовательность	MF	K – число элементов
Двоичная	7,7778	15
M -последовательность	11,0526	15
$ZC(11,15)$	11,7811	15
$Fr(11,16)$	17,5736	16

Исходя из критериев выбора последовательностей для заполнения конца символов ресурсной сетки кадра LTE DL, т.е. значения MF и числа вариаций длины исследуемых последовательностей, наиболее предпочтительны последовательности Фрэнка и Задова – Чу. У последовательностей Фрэнка наибольшее значение MF , у последовательностей Задова – Чу при достаточно высоком значении MF есть преимущество в числе вариаций длины – длина последовательности может быть любой. Число элементов M -последовательностей $\sim 2^{\gamma}$, т.е. имеет степенную зависимость и значение MF ниже, чем у CAZAC последовательностей, что отмечено выше. Число вариаций длины у последовательностей Фрэнка – в квадратичной зависимости от разрядности матрицы формирования (рисунок 2.3). Это больше, чем у M -последовательностей. Двоичные последовательности имеют любую длину, но MF – в 1.5 – 2 раза ниже, чем у CAZAC последовательностей. Таким образом, по выбранным критериям предпочтение отдается последовательностям Фрэнка и Задова – Чу.

2.4 Выводы по 2 разделу

1 Разработана математическая модель синхронизации сигналов с OFDM кадра LTE DL на физическом уровне, позволяющая учитывать возможность формирования ЦП и конца символов OFDM последовательностями CAZAC, либо их суммой с двоичными данными конца символов OFDM.

2 Выбраны критерии оценки корреляционных характеристик последовательностей для заполнения концов символов.

3 Доказано, что корреляционные свойства CAZAC последовательностей (ZC, Fr) для апериодических АКФ превосходят корреляционные свойства любой ПСП и любой двоичной последовательности.

4 Проведён сравнительный анализ корреляционных характеристик двоичных, M -последовательностей и CAZAC последовательностей (ZC, Fr) для числа элементов $K = 15(16)$ по критериям MF и числу вариаций длины.

5 Определены последовательности (ZC, Fr), наиболее подходящие по выбранным критериям.

3 РАЗРАБОТКА МЕТОДА И АЛГОРИТМОВ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ГРАНИЦАМ OFDM СИМВОЛОВ

В 3-ем разделе представлен разработанный корреляционный метод синхронизации, отличающийся от базового и метода прототипа заполнением конца символов многофазными *CAZAC* последовательностями, либо суммой многофазных *CAZAC* последовательностей и двоичных данных конца символа. Проведена оценка времени вхождения в синхронизм при базовом варианте, варианте прототипа модификации символов *M*-последовательностями и разработанного варианта заполнения конца символов многофазными последовательностями. Проведена оценка относительного частотного смещения, дробного фазового смещения поднесущих и оценки точности "попадания" пиков циклической АКФ ЦП во временное положение границ символов кадра LTE DL.

3.1 Разработанный метод синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП OFDM символов

Для синхронизации сигналов с OFDM по пикам циклической АКФ ЦП OFDM символов в работе предлагается два варианта заполнения повторяющихся интервалов OFDM символов:

- 1) заполнение конца символов ресурсной сетки кадра элементами *CAZAC* последовательностей с переносом модифицированных отсчётов конца символов в интервал ЦП во временной области формирования кадра;
- 2) заполнение конца символов ресурсной сетки суммой элементов двоичных и *CAZAC* последовательностей с переносом модифицированных

отсчетов конца символов в интервал ЦП во временной области формирования кадра.

Вариант метода синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП OFDM символов при заполнении конца символов суммой комплексных двоичных последовательностей и *CAZAC* последовательностей используется в случае, когда пользователям, уже синхронизированным с БС, распределяются частотно-временные ресурсы из 6 RB в центральном частотном диапазоне кадра LTE. Заполнение суммой двоичных последовательностей и *CAZAC* последовательностей проводится без модификации символов служебной информации БС и только в тех RB, которые выделены действующим пользователям.

Вариант метода заполнения конца символов ресурсной сетки суммой элементов двоичных и *CAZAC* последовательностей предполагает формирование "нулевой" ресурсной сетки *nullGrid*, эквивалентной ресурсной сетке кадра (*txGrid*) по количеству и частотно – временному распределению RE. "Нулевая" ресурсная сетка заполняется нулевой информацией по всем ресурсным элементам, кроме K элементов конца каждого информационного символа кадра заполняемых *CAZAC* последовательностями (*ZC*, либо *Fr*).

Формирование кадра *txGrid* осуществляется в соответствии с выражением (3.1), образуя таким образом модифицированную ресурсную сетку передаваемого кадра – *txGrid''*[82].

$$txGrid'' = txGrid + nullGrid. \quad (3.1)$$

На приёмной стороне осуществляется восстановление ресурсной сетки *rxGrid* с информацией пользователей на концах модифицированных символов OFDM (выражение (3.2)).

$$rxGrid = rxGrid'' - nullGrid, \quad (3.2)$$

где *rxGrid''* – ресурсная сетка на приёмной стороне.

Необходимо отметить, что при суммировании "нулевой" и передаваемой ресурсной сетки в выражении (3.1) происходит увеличения амплитуд элементов концов символов, что приводит к возрастанию *PAPR* на участках ЦП и концов символов во временной области. Данное увеличение амплитуд невелико, т.к. при модуляции элементами *CAZAC* последовательностей не более 9 – 15 поднесущих из 72 в центральном частотном диапазоне кадра LTE DL верхняя граница превышения *PAPR* составляет не более $\sim 10\% - 20\%$ соответственно.

В рамках разработанного метода синхронизации можно выделить отдельные этапы, соответствующие процедурам формирования передаваемого кадра LTE DL с модифицированными символами и обработки выбранного "окна" принятого кадра LTE DL до завершения синхронизации по границам символов OFDM и границе полукадра с заданной точностью.

Этапы синхронизации сигналов с OFDM по пикам циклической АКФ ЦП OFDM символов:

Этап 1. Построение передаваемого кадра OFDM символов по правилам построения ресурсной сетки центрального частотного диапазона кадра технологии LTE DL стандарта 3GPP TS 36.211 v10 [53], включающей символы служебной информации БС, широковещательного канала, PSS, SSS, "пустые" символы, не распределённые пользователям. Определение длины части кадра, равной "окну" приёма и обработки для первого включения пользователя, либо "скользящему окну" при восстановлении случайно потерянной синхронизации выбирается с учётом ограничений, накладываемых на длину "окна" приёма и "скользящего окна" обработки (подраздел 1.6):

– Первое включение пользователя

$$N_{Fram} = m \cdot L + l \rightarrow N'_{Fram} = \frac{1}{2} N_{Fram}$$

где N_{Fram} – число временных отсчётов в кадре,

N'_{Fram} – число временных отсчетов в "окне" приёма,

M – число символов в кадре,

m – номер символа, $0 \leq m \leq M$,

L – число временных отсчётов в символе,

l – номер временного отсчёта в символе, $0 \leq l \leq L$.

– Случайная потеря синхронизации

$N'_{Sl} = 959$ – число временных отсчётов в слоте кадра LTE DL.

Этап 2. Для варианта заполнения конца символов ресурсной сетки кадра в частотно – временной области (модули 2, 13 рисунка 2.1) "Ресурсная сетка кадра LTE" элементами CAZAC последовательностей.

$$txGrid \rightarrow txGrid',$$

где $txGrid$ – стандартная ресурсная сетка без модификации элементов конца символов, определяется следующим выражением

$$txGrid = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} b_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots b_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots b_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n b_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots b_{59}^n \dots c_{77}^n \dots b_{140}^n \end{array} \right\},$$

$txGrid'$ – ресурсная сетка с заполнением элементов конца символов элементами CAZAC последовательностей определяется следующим выражением

$$txGrid' = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} cZ_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots cZ_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots cZ_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n cZ_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots cZ_{59}^n \dots c_{77}^n \dots cZ_{140}^n \end{array} \right\},$$

где $\{c_m^n\}$ – элементы данных и служебной информации, распределённые по n поднесущим и m символам OFDM ресурсной сетки кадра,

n – номер поднесущей, $n = 1, 2, \dots, N$,

N – число поднесущих частот символов OFDM центрального частотного диапазона кадра,

m – номер символа, $m = 1, 2, \dots, M$,

M – число символов в кадре LTE DL (в технологии LTE $M = 140$),

$\{b_m^n\}$ – элементы "пустых" символов кадра, не заполненные данными пользователей,

$\{cz_m^n\}$ – элементы CAZAC последовательности,

$\{c_m^{n_{sc}}\}$ – элементы служебной информации БС,

$m \neq m' \neq m'', m = m' + m'' = 1, 2, \dots, M$,

k – номер элемента CAZAC последовательности, $k = 1, 2, \dots, K$,

K – число элементов CAZAC последовательности.

Для варианта заполнения конца символов ресурсной сетки кадра, не содержащих синхросигналов и служебной информации БС, в частотно – временной области (модули 2, 13 рисунка 2.1) "Ресурсная сетка кадра LTE" суммой двоичных данных и элементов ранее выбранных CAZAC последовательностей.

$$txGrid \rightarrow txGrid'',$$

где $txGrid$ – стандартная ресурсная сетка без модификации элементов конца символов, определяется следующим образом

$$txGrid = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} b_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots b_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots b_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n b_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots b_{59}^n \dots c_{77}^n \dots b_{140}^n \end{array} \right\},$$

$txGrid''$ – ресурсная сетка с заполнением элементов суммой двоичных элементов концов символов и CAZAC последовательностей, определяется следующим образом

$$txGrid'' = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} b_3^{n-k} + cz_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots b_{59}^{n-k} + cz_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots b_{140}^{n-k} + cz_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n b_3^n + cz_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots b_{59}^n + cz_{59}^n \dots c_{77}^n \dots b_{140}^n + cz_{140}^n \end{array} \right\},$$

где $\{b_m^n + cz_m^n\}$ – элементы суммы двоичной и *CAZAC* последовательности.

Этап 3. Обратное преобразование Фурье (ОДПФ) ресурсной сетки кадра

$$s(m, k_{el}) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=1}^N d_\mu^n(m, n) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{n \cdot k_{el}}{N}), k_{el} = \overline{1, K_{el}}, m = \overline{0, M-1},$$

где $\{s(m, k_{el})\}$ – последовательность элементов m -го символа кадра во временной области после операции ОДПФ ресурсной сетки кадра,

k_{el} – номер элемента OFDM символа после операции ОДПФ, $k_{el} = n$,

K_{el} – число элементов OFDM символа после операции ОДПФ ресурсной сетки OFDM символов кадра, $K_{el} = N$,

$\{d_\mu^n\}$ – величины комплексных RE, модулирующих поднесущие частоты символов кадра.

При этом $\{c_m^n\} \in \{d_\mu^n\}, \{b_m^n\} \in \{d_\mu^n\}, \{cz_m^n\} \in \{d_\mu^n\}$.

Этап 4. Формирование группового сигнала передаваемого кадра путём суммирования модулированных поднесущих по временным отсчётам по всей ширине частотного диапазона OFDM символов.

$$N_{Fram} := SUM(m, l), m = 0, 1, \dots, M-1, l = 1, 2, \dots, L;$$

$$SUM(m, l) = \sum_{n=1}^N s(m, k_{el}) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot \Delta f_{sc} \cdot n \cdot l), l = 1, 2, \dots, L,$$

где Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими;

$s(m, k_{el})$ – элемент последовательности данных, модулирующий

поднесущую $\omega_n = 2\pi \cdot \Delta f_{sc} \cdot n$,

$SUM(m, l)$ – сумма значений модулированных поднесущих во временной области для l -го временного отсчета m -го OFDM символа кадра.

Перенос элементов конца "пустых" символов кадра, содержащих элементы *CAZAC* последовательностей, в интервал ЦП.

$$N_{Fram}(m, l) := s(m, l), m = 0, \dots, M-1, l = L-G, L-G+1, L-G+2, \dots, L-1, L, 1, 2, \dots, L-G, L-G+1, \dots, L-1, L,$$

где G – число временных отсчётов на длительности ЦП,

$s(m, l)$ – l -ый временной отсчёт m -го символа кадра.

Этап 5. Цифро-аналоговое преобразование символов кадра во временной области, передача квадратурных составляющих ГС (модуль 5 "ЦАП OFDM ПЕРЕДАТЧИК" (рисунок 2.1)) кадра LTE DL.

$$\begin{aligned}
 \text{ЦАП: } & N_{Fram}(m, l) \rightarrow X, \quad \text{где } X(t) \in \mathbb{C}. \\
 QPSK/QAM \text{ модулция: } & X(t) = (IQ)(N_{Fram}(m, l)) = \\
 & = X_I(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \Delta\varphi_c) + X_Q(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t + \Delta\varphi_s) = \\
 & = \sum_{n=1}^N (I(\{X_n\}) \cdot \cos(2\pi(f_c + n \cdot \Delta f_{sc}) \cdot t) + Q(\{X_n\}) \\
 & \cdot \sin(2\pi(f_c + n \cdot \Delta f_{sc}) \cdot t)),
 \end{aligned}$$

где $X(t)$ – комплексная величина передаваемого аналогового сигнала кадра, $X(t) \in \mathbb{C}$;

$I(\{X_n\})$ – реальная часть комплексного значения $(\{X_n\})$;

$Q(\{X_n\})$ – мнимая часть $(\{X_n\})$;

$\{X_n\}$ – массив элементов OFDM символов, модулирующих поднесущие частоты $2\pi n \Delta f_{sc}$;

IQ – операция получения квадратурных сигналов ГС;

f_c – несущая частота,

$\Delta\varphi_c$ – фазовый сдвиг синфазной составляющей несущей аналогового сигнала.

$\Delta\varphi_s$ – фазовый сдвиг квадратурной составляющей несущей аналогового сигнала.

Этап 6. Приём кадра OFDM символов, прошедшего Рэлеевский канал. Фазовая автоподстройка (ФАПЧ) несущей частоты с дальнейшей её фильтрацией.

Приём кадра OFDM символов:

$$\hat{X}(t) = \left\{ \sum_r \alpha_r X(t - \tau_r) \exp[j2\pi(f_c + \Delta f_r)t + \varphi_r] \right\} + N_0(t),$$

где $\hat{X}(t)$ – оценка сигнала передаваемого кадра, прошедшего Рэлеевский канал,

r – номер пути сигнала в многолучевом канале,

α_r – коэффициент затухания r -го пути,

τ_r – задержка распространения по r -му пути,

Δf_r – сдвиг несущей частоты r -го пути,

φ_r – начальный фазовый сдвиг несущей частоты r -го пути,

$N_0(t)$ – величина плотности мощности АБГШ.

ФАПЧ несущей частоты, низкочастотная фильтрация несущей частоты (далее – ФНЧ) и аналого-цифровое преобразование кадра (далее – АЦП) в модуле 6 "АЦП OFDM ПРИЕМНИК" (рисунок 2.1)

$$\text{ФАПЧ и ФНЧ: } \hat{X}_m(t) \rightarrow \hat{X}'_m(t) = \hat{X}_{Imn}(t) \cdot \cos(2\pi \cdot (f_c + \Delta f_{sc}) \cdot n \cdot t + \Delta\varphi_{Imn}) + \\ + \hat{X}_{Qmn}(t) \cdot \sin(2\pi \cdot (f_c + \Delta f_{sc}) \cdot n \cdot t + \Delta\varphi_{Qmn}), \quad n = \overline{1, N}, \quad m = 0, \frac{M}{2} - 1,$$

где $\hat{X}_m(t)$ – оценка принятого сигнала m -го OFDM символа кадра;

$\hat{X}'_m(t)$ – оценка сигнала на входе OFDM демодулятора после прохождения ФАПЧ и фильтрации несущей частоты;

$\hat{X}_{Imn}(t)$ – оценка синфазной составляющей сигнала n -ой поднесущей m -го OFDM символа кадра;

$\hat{X}_{Qmn}(t)$ – оценка квадратурной составляющей сигнала n -ой поднесущей m -го OFDM символа кадра;

Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими;

$\Delta\varphi_{Imn}$ – фазовый сдвиг синфазной составляющей n -ой поднесущей m -го OFDM символа кадра;

$\Delta\varphi_{Qmn}$ – фазовый сдвиг квадратурной составляющей n -ой поднесущей m -го OFDM символа кадра.

$$\hat{S}'_{Fram}(m, l) = (IQ)^{-1} \left(\hat{X}'(t) \right),$$

где $(IQ)^{-1}$ – операция формирования комплексных временных отсчетов из синфазной и квадратурной составляющих OFDM символов;

$\hat{S}'_{Fram}(m, l)$ – оценка комплексных временных отсчётов ГС кадра после приёма кадра OFDM символов и АЦП.

Этап 7. Разбиение принятого "окна" кадра по слотам во временной области – только для варианта первого включения пользователя.

$$\begin{aligned}\hat{S}'_{Fram}(m, l) &\coloneqq \hat{s}'(m, l), \quad \text{где } m = 0, \dots, \frac{M}{2} - 1, \\ l &= L - G, L - G + 1, L - G + 2, \dots, L - 1, L, 1, 2, \dots, L - G, L - G + 1, \dots, L - 1, L. \\ N'_{Sl} &= \frac{\hat{S}'_{Fram}(m, l)}{\frac{Sl}{2}},\end{aligned}$$

где Sl – число слотов в кадре,

N'_{Sl} – число временных отсчётов в слоте.

Этап 8. Усреднение по соответствующим временным отсчётам "окна" приёма на интервале одного слота кадра – только в варианте первого включения пользователя

$$\begin{aligned}Z_{Sl}(l) &= \frac{2}{Sl} \sum_{n_{Sl}=0}^{\frac{Sl}{2}-1} \hat{s}'(l + n_{Sl} \cdot N'_{Sl}), \quad \text{где } l = \overline{1, N'_{Sl}}. \\ N'_{Sl} &\coloneqq M1\{\hat{s}'_{Sl}(m_{Sl}, l)\}, \quad m_{Sl} = 0, \dots, M_{Sl} - 1,\end{aligned}$$

где M_{Sl} – число символов на интервале слота, полученного в результате усреднения временных отсчётов по числу слотов полукадра $\frac{Sl}{2}$, $M_{Sl} = \frac{N'_{Sl}}{L+G}$,

n_{Sl} – номер слота "окна" приёма, $n_{Sl} = \overline{0, \frac{Sl}{2} - 1}$,

m_{Sl} – номер символа на интервале усреднённого слота,

\hat{s}'_{Sl} – оценка усреднённого на интервале слота l -го временного отсчета m_{Sl} -го символа слота.

Этап 9. Вычисление циклической АКФ ЦП на интервале слота во временной области для вариантов с усреднёнными временными отсчётыами "окна" приёма на интервале слота при первом включении пользователя и "скользящего

окна" на интервале слота при случайной потере синхронизации, осуществляется исходя из выражения

$$\begin{aligned} \text{АКФ}_{\text{ЦП}}^{sl} Z_{sl}(l) = \\ = \sum_{m_{sl}=0}^{M_{sl}-1} \sum_{l=0}^{N'_{sl}-1} \frac{2 \sum_{g=0}^{G-1} Z_{sl}((L+G) \cdot m_{sl} + l + g) \cdot Z_{sl}^*((L+G) \cdot m_{sl} + l + g + L)}{\sum_{g=0}^{G-1} |Z_{sl}((L+G) \cdot m_{sl} + l + g)|^2 + \sum_{g=0}^{G-1} |Z_{sl}((L+G) \cdot m_{sl} + l + g + L)|^2} \end{aligned}$$

Этап 10. Получение границ не менее двух последовательных символов слота с точностью не хуже ± 2 временных отсчётов АЦП на интервале длительности OFDM символа (подраздел 1.5). Распределение интервалов временных отсчётов, равных числу отсчётов в символе, друг за другом, начиная с временного положения границы начала первого символа

Определение временного положения максимального значения АКФ ЦП:

$$\Xi(m_{sl}, l) = \max_{l(m_{sl})} (\text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l)),$$

где $m_{sl} = \overline{1, M_{sl}}$,

Сравнение значения АКФ ЦП с порогом: $A'(m_{sl}, l') = \text{АКФ}_{\text{ЦП}}(\Xi(m_{sl}, l)) \geq \lambda$,

$$\lambda = \frac{1}{2} \frac{\sum_{m_{sl}=0}^{M_{sl}-1} \sum_{g=1}^G cz'(m_{sl}, g)}{M_{sl}}$$

где λ – порог, вычисляемый на длительности ЦП, для сравнения с величиной пиков циклической АКФ ЦП,

$cz'(m_{sl}, g)$ – мощность g -го временного отсчёта ЦП принятого m_{sl} -го символа слота при модификации конца символа элементами *CAZAC* последовательности, $cz'(m_{sl}, g) = (Z_{sl}(l))^2$.

$(\Xi(m_{sl} + 1, l') - \Xi(m_{sl}, l')) \cdot T_s$ – временной интервал между соседними пиками $m_{sl} + 1$ и m_{sl} циклической АКФ ЦП,

$$0 \cdot T_s \leq |(\Xi(m_{sl} + 1, l') - \Xi(m_{sl}, l')) \cdot T_s - T_{symg}| \leq 2 \cdot T_s,$$

где $\Xi(m_{sl}, l')$, $\Xi(m_{sl} + 1, l')$ – границы OFDM символа по временному положению двух соседних пиков циклической АКФ ЦП,

K – число элементов *CAZAC* последовательности и конца символа,

k – номер элемента *CAZAC* последовательности и конца символа,

T_{symg} – длительность OFDM символа с ЦП,

T_s – период временных отсчётов.

При выполнении условия точности определения границ не менее двух соседних OFDM символов в "скользящем окне" на интервале слота в варианте случайной потери синхронизации физический процесс синхронизации по границам OFDM символов считается законченным. Информация о восстановлении синхронизации с временными параметрами интервала потерянной части кадра передаётся на БС по каналу случайного доступа. Если нет выполнения условий перехода пиков АКФ ЦП величины порога или точности границ символов, "скользящее окно" перемещается ещё на один интервал слота принятого кадра до восстановления синхронизации, либо повторного процесса синхронизации по правилам пользователя при первом включении.

Этап 11. Выполняется только для варианта первого включения пользователя. Поиск временного положения принятого PSS в "скользящем окне" длительностью в один OFDM символ путём вычисления ВКФ с эталонным PSS и определение по положению пика ВКФ временного положения полукадра с точностью ± 2 временных отсчёта

$$\begin{aligned} \text{ВКФ}_{PSS}(\tau) &= \sum_{l=0}^{L-1} PSS_{rec}(\tau + l) \cdot PSS_{et}^*(l), \\ \max_l(m) | \text{ВКФ}_{PSS}[l] | &\geq \lambda_{PSS}, 0 \leq m \leq \frac{M}{2} - 1, 1 \leq l \leq L + G, \\ \lambda_{PSS} &= \frac{\sum_{l=1}^{L+G} \sum_{n=1}^N |zc_k^u(n) \cdot \exp(-j2\pi \cdot \Delta f_{sc} \cdot n \cdot (T_s \cdot l))|^2}{2}, \end{aligned}$$

где zc_k^u – последовательность $ZC(25,62), ZC(29,62)$ или $ZC(34,62)$, на которой построен один из эталонных синхросигналов *PSS*.

На этом этапе завершается процесс синхронизации по временному положению начала полукадра с заданной точностью $\pm 2 T_s$, что вполне допустимо на этапе грубой синхронизации корреляционными методами во временной

области при первом включении пользователя. По временному положению *PSS* вычисляется положение *SSS*. Начало кадра определяется по положению одного из двух *SSS* полукадров при их дешифрации [53], т.е. для получения временного положения начала кадра возможна обработка ещё одного полукадра при неудачной попытке дешифрации уже принятого *SSS* первого полукадра LTE DL.

Этап 12. Определение по положению *PSS* временного положения *SSS* кадра LTE DL: $SSS_{l=1} = PSS_{l=1} - L$.

Этап 13. Вычисление идентификатора соты по информации, закодированной в *PSS*, *SSS*.

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}.$$

Этап 14. Восстановление ресурсной сетки кадра *rxGrid* для пользователей, ранее прошедших синхронизацию и работающих с RB центрального частотного диапазона. Восстановление элементов данных конца символов проводится путём вычитания из суммарных элементов принятой ресурсной сетки известных элементов *CAZAC* последовательностей после воздействия на них коэффициентов амплитудно-частотной характеристики (далее – АЧХ) канала связи

$$rxGrid = rxGrid'' - nullGrid \cdot H(n_{\mp 1} \dots n_{\mp 36}).$$

rxGrid определяется поэлементным вычитанием из ресурсной сетки принятого кадра "нулевой" ресурсной сетки, известной на приёме, матрица которой в частотной области умножается на столбец частотных коэффициентов АЧХ канала связи $H(n_{\mp 1} \dots n_{\mp 36})$. $(n_{\mp 1} \dots n_{\mp 36}), n \neq 0$ – номера поднесущих центрального частотного диапазона кадра LTE DL. Информация о коэффициентах АЧХ канала связи передаётся пользователям, ранее синхронизированным с БС.

rxGrid'' – ресурсная сетка принимаемого кадра с заполнением элементов конца символов суммой двоичных элементов и *CAZAC* последовательностей:

где $\{b_m^n + cz_m^n\}$ – элементы суммы двоичной и CAZAC последовательности;

$nullGrid \cdot H(n_{\mp 1} \dots n_{\mp 36})$ – произведение "нулевой" ресурсной сетки, известной на приёмной стороне, элементы конца символов которой, не содержащие служебной информации БС, заполнены элементами *CAZAC* последовательностей, представлено следующим образом:

$$nullGrid \cdot H(n_{\mp 1} \dots n_{\mp 36}) = \left\{ \begin{array}{c} 000 \dots 00 \dots 0 \dots 0 \dots 0 \\ 000 \dots 00 \dots 0 \dots 0 \dots 0 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ 00cz_3^{n-k} \dots 00 \dots 0 \dots cz_{59}^{n-k} \dots 0 \dots cz_{140}^{n-k} \\ 00cz_3^n \dots 00 \dots 0 \dots cz_{59}^n \dots 0 \dots cz_{140}^{n-k} \end{array} \right\} \cdot \left\{ \begin{array}{c} H_1(n = \pm 1) \\ H_2(n = \pm 2) \\ \dots \dots \dots \\ H_{35}(n = \pm 35) \\ H_{36}(n = \pm 36) \end{array} \right\},$$

где $H_n(n)$ – n -й частотный коэффициент АЧХ канала связи, $-36 \leq n \leq 36, n \neq 0$. При моделировании формирования кадра, его прохождения через канал связи и обработки в моделирующей системе приняты только положительные индексы исследуемых величин, т.е. $1 \leq n \leq 72$.

Принятая ресурсная сетка кадра LTE DL с восстановленными информационными данными концов символов RB центрального частотного диапазона кадра, выделенным БС ранее синхронизированным пользователям.

Таким образом, информация пользователей, которым распределены RB центрального частотного диапазона кадра, восстанавливается.

При первом включении пользователя для установления синхронизации с БС выполняются 1 – 13 этапы синхронизации. В случае случайной потери синхронизации, пока не потеряно место в "очереди" на обслуживание на высших уровнях управления сценарием связи, пользователь имеет информацию о БС и канале связи. Для восстановления связи выполняются первые 10 этапов синхронизации, затем, по имеющейся информации с БС о номере переданного кадра и интервала времени, на котором потеряна часть символов, вычислительная система пользователя восстанавливает временные параметры текущего цикла приёма и делает запрос БС на повторение кадра с потерянной информацией.

3.2 Алгоритм синхронизации кадра LTE по границам OFDM символов при заполнении концов символов CAZAC последовательностями или их суммой с двоичными данными

Разработанный алгоритм синхронизации символов кадра LTE DL по границам OFDM символов учитывает следующие варианты работы системы синхронизации:

1) Первое включение пользователя. При первом включении суммарное время синхронизации пяти этапов (подраздел 1.4) составляет $M1\{T_{SYN}\}_{\Sigma} \sim 200\text{мс} - 350\text{мс}$ [1]. Нижняя граница времени синхронизации по положению пика ВКФ PSS теоретически $\sim 0.5T_{Fram} + T_{Slot} = 5\text{мс} + 0.5\text{мс}$. Это время завершения алгоритма синхронизации на физическом уровне в диссертационной работе, после чего следуют ещё три этапа синхронизации без возможности уменьшения времени их проведения.

2) Случайная потеря синхронизации. При случайной потере синхронизации нижняя граница времени восстановления синхронизации $M1\{T_{SYN}\} \sim 0.25\text{мс}$ при допущении вероятности равномерного распределения пиков на интервале

"скользящего окна" и восстановления синхронизации в пределах первого слота "окна" приема.

Как в варианте первого включения, так и в варианте случайной потери синхронизации алгоритм разработанного метода синхронизации учитывает два варианта заполнения элементов концов символов кадра LTE DL:

1) Элементами *CAZAC* последовательностей без восстановления информации концов символов на приемной стороне.

2) Суммой элементов *CAZAC* последовательностей и данных концов символов с восстановлением информации концов символов на приемной стороне.

Пример формирования циклической АКФ ЦП на первом этапе синхронизации для различных вариантов последовательностей заполнения повторяющихся интервалов OFDM символов представлен на рисунке 3.1.

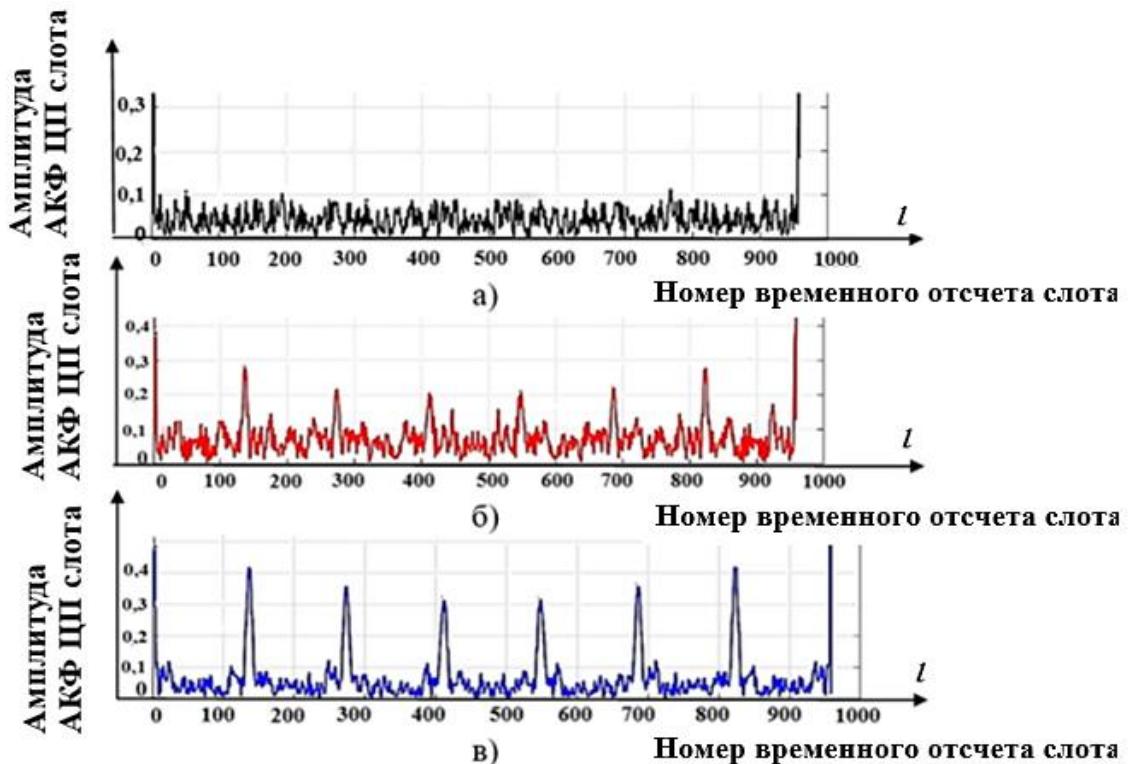
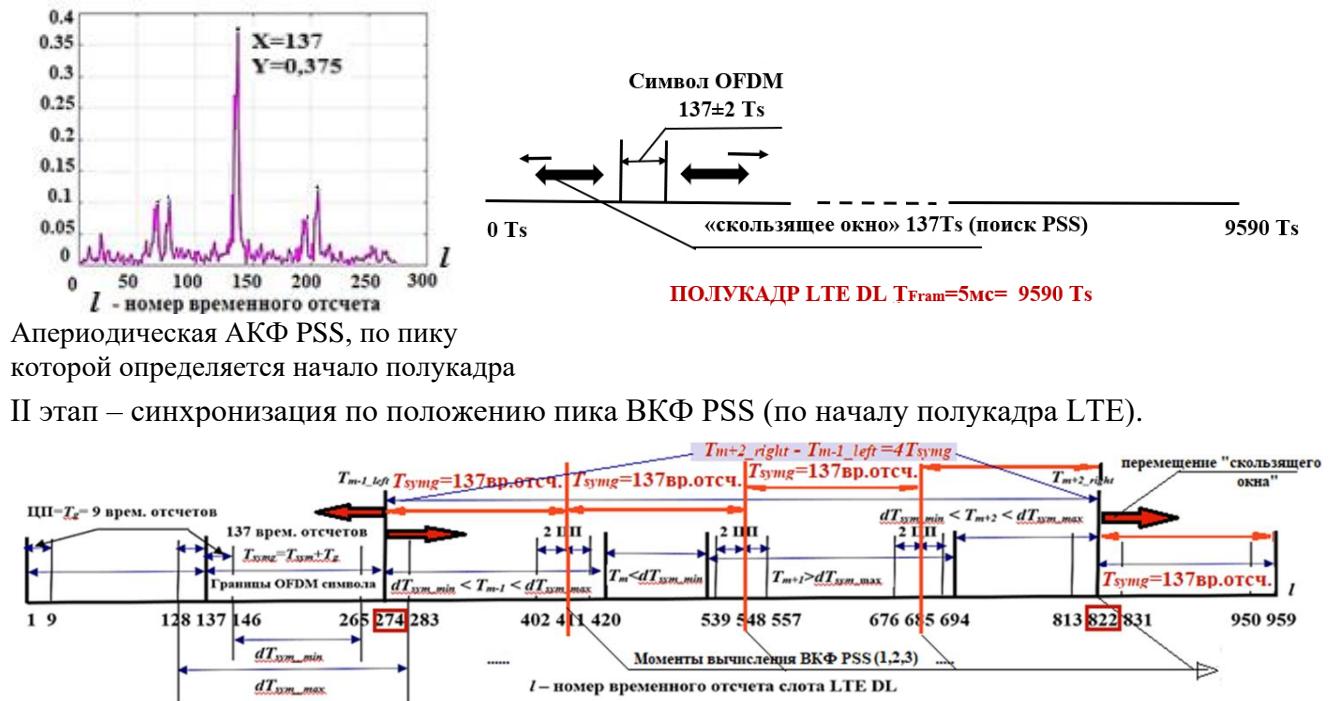


Рисунок 3.1 – Циклическая АКФ ЦП на интервале слота LTE DL кадра
 а) – базовый вариант построения символов передаваемого кадра; б) – вариант прототипа заполнения концов символов M -последовательностями; в) – вариант разработанного метода заполнения концов символов CAZAC
 последовательностями

Представленные графики демонстрируют существенное преимущество разработанного метода по сравнению с базовым и вариантом прототипа по амплитуде пиков и временному положению, наиболее близкому к идеальному

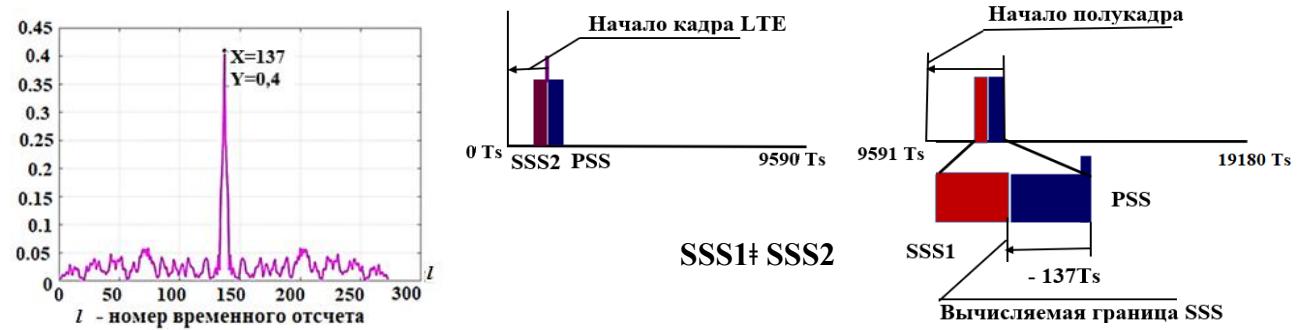
варианту положения границ символов OFDM, т.е. при $X=137, 274, 411, 548, 685, 822$. ($T_{symg} = 137$ временных отсчетов).

На рисунке 3.2 представлен принцип проведения второго и третьего этапов синхронизации до получения временного положения границы начала кадра LTE DL, т.е. кадровой синхронизации с БС.



II этап – синхронизация по положению пика ВКФ PSS (по началу полукадра LTE).

II этап – синхронизация по положению пика ВКФ PSS в увеличенном формате с границами 4-х последовательно расположенных символов, удовлетворяющих условию точности границ ± 2 временных отсчета, причем положение границ каждого из 4-х смежных символов может быть любым внутри рассматриваемого интервала. Границы выделены красными квадратами, их значения – 274 и 822 временных отсчета, т.е. $822-274=548=137\times 4$ – четыре смежных символа.



Аperiодическая АКФ SSS, по пику которой определяется начало кадра LTE

III этап – синхронизация по положению пика ВКФ SSS (по началу кадра LTE).

Рисунок 3.2 – Диаграммы второго и третьего этапов синхронизации до получения временного положения границы начала кадра LTE DL

В рамках разработанного алгоритма предлагается модифицировать только символы, не содержащие служебной информации в центральном частотном диапазоне передаваемого кадра, т.е. не модифицируются концы 28 символов с номерами

$$N_{RE} = 1, 2, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 15, 16, 29, 30, 43, 44, 57, 58, 71, \\ 72, 76, 77, 85, 86, 99, 100, 113, 114, 127, 128,$$

что составляет 20% от числа символов ресурсной сетки кадра LTE DL (рисунок 1.6).

В алгоритме учтены два варианта обработки принятого кадра LTE DL:

- "окно" приема и обработки при первом включении пользователя

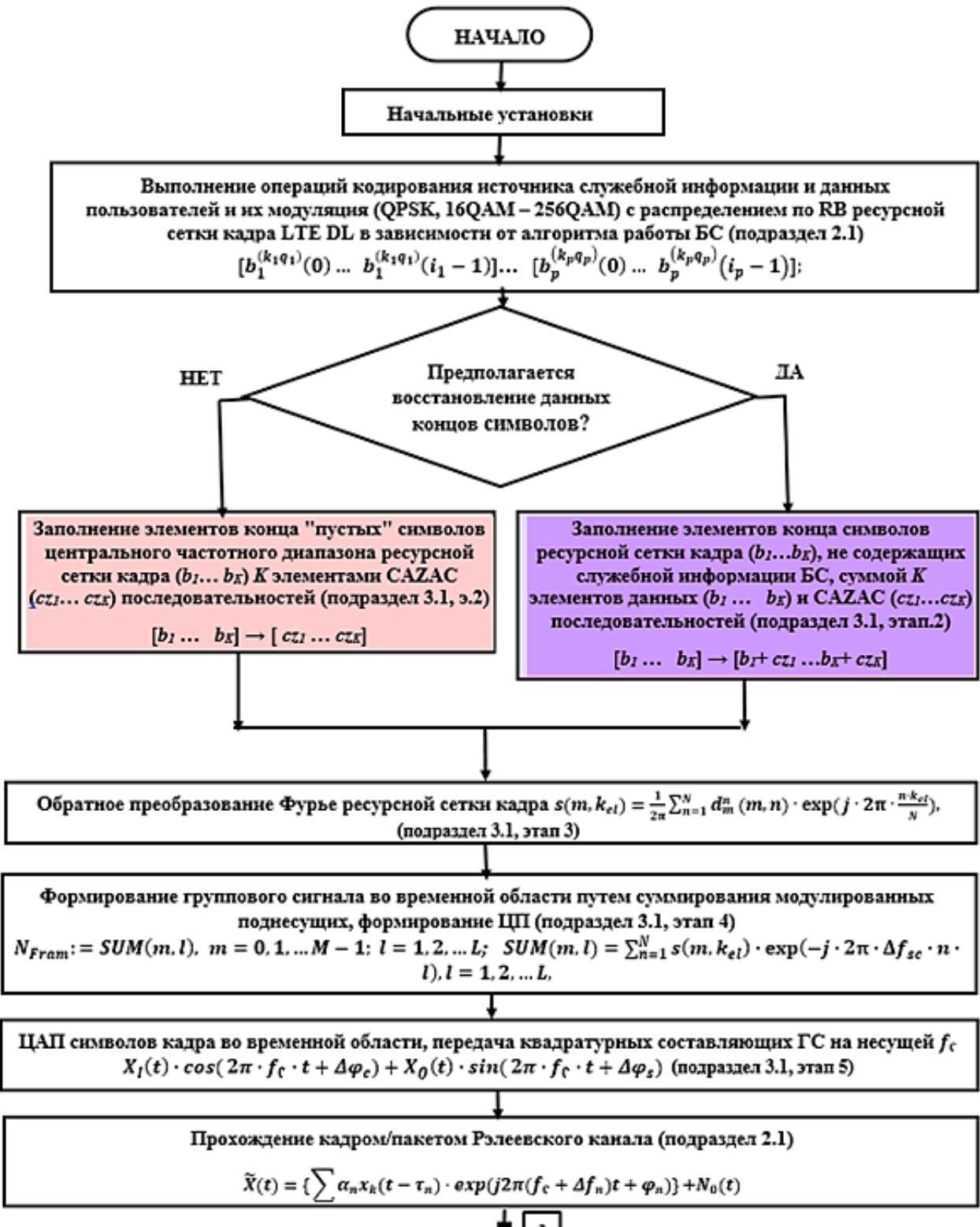
$$N'_{Fram} = \frac{1}{2} N_{Fram};$$

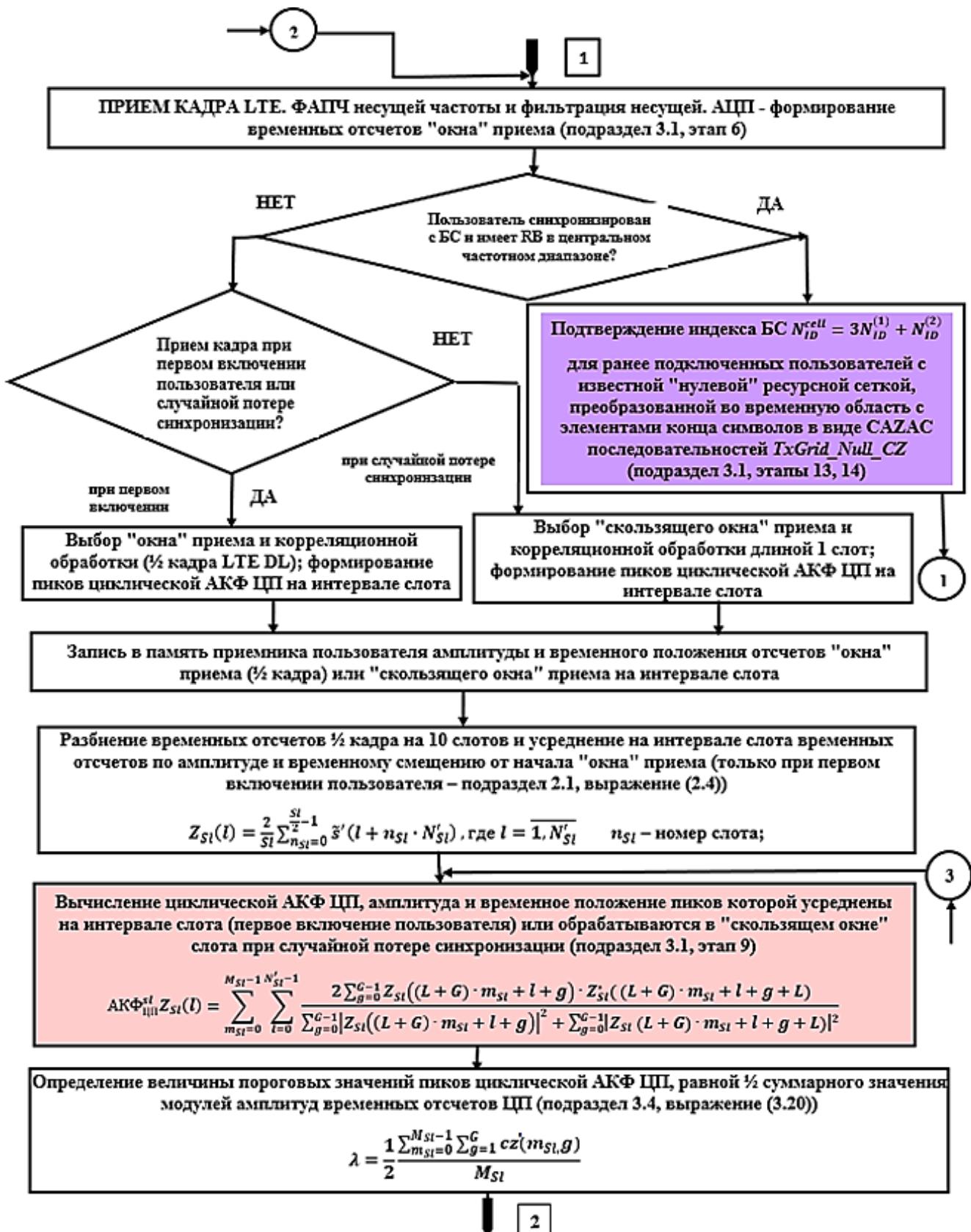
- "скользящее окно" на интервале слота при случайной потере синхронизации $N'_{Sl} = 959$ временных отсчетов (7 символов).

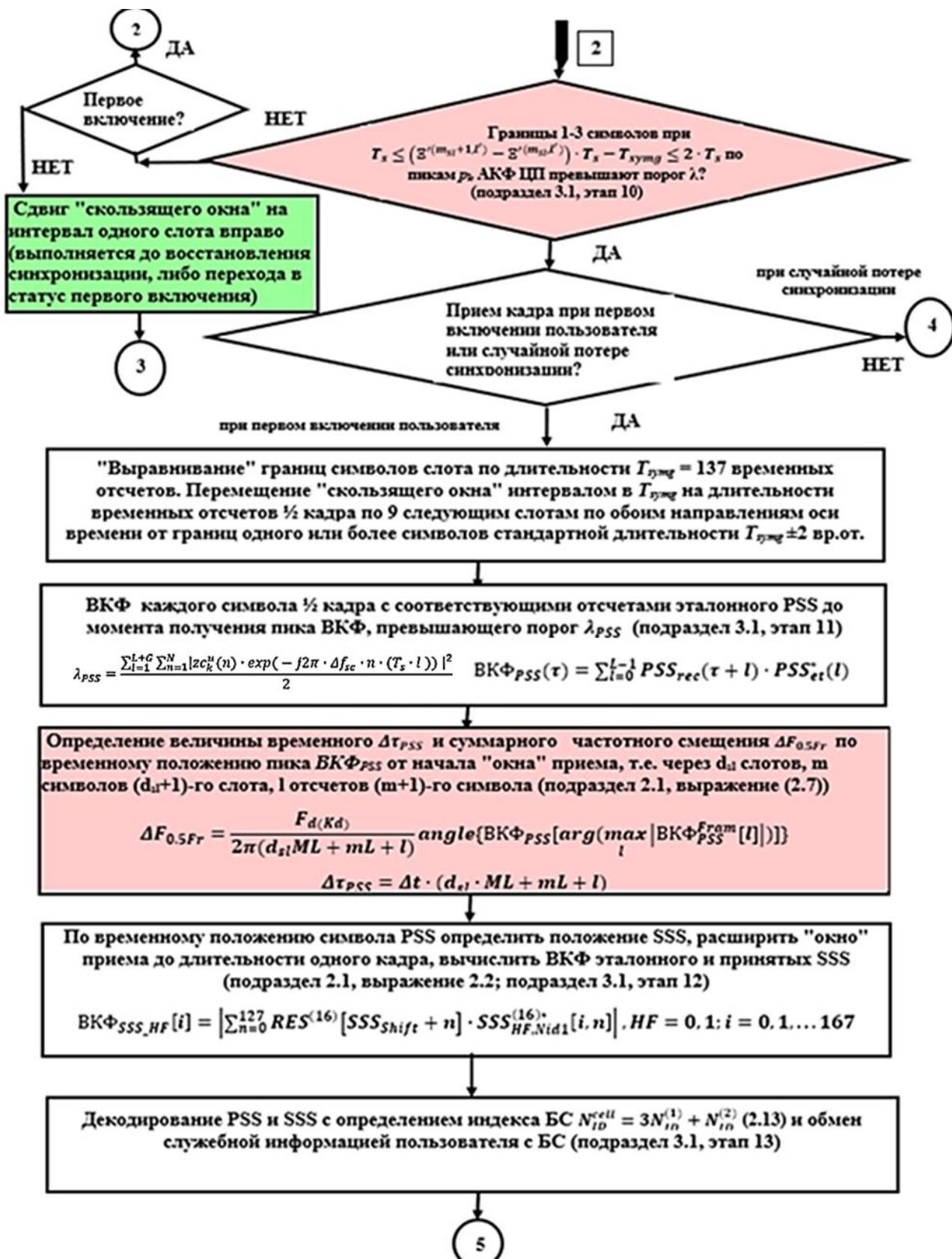
На рисунке 3.3 представлена блок-схема обобщённого алгоритма синхронизации OFDM символов при заполнении интервалов концов символов кадра, не содержащих служебной информации БС, элементами *CAZAC* последовательности, либо их суммой с двоичными данными. В алгоритме используются следующие исходные данные:

- N – число поднесущих центрального частотного диапазона,
- $N1 \dots Ni$ – общее число поднесущих $1 \dots p$ пользователей,
- n – номер поднесущей OFDM символа без ЦП,
- M – число символов кадра,
- m – номер символа кадра,
- $m1 \dots mi$ – общее число элементов в символах $1 \dots p$ пользователей,
- Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими,
- L – число временных отсчётов на интервале символа,
- l – номер временного отсчёта на интервале символа,
- K – число элементов *CAZAC* последовательности конца символа,
- k – номер элемента *CAZAC* последовательности конца символа,

- $CAZAC(k) = \{cz\}$ – CAZAC последовательность (Задова-Чу, Фрэнка),
- λ – значение модуля порога для пиков циклической АКФ ЦП,
- λ_{PSS} – значение модуля порога для пика ВКФ PSS.







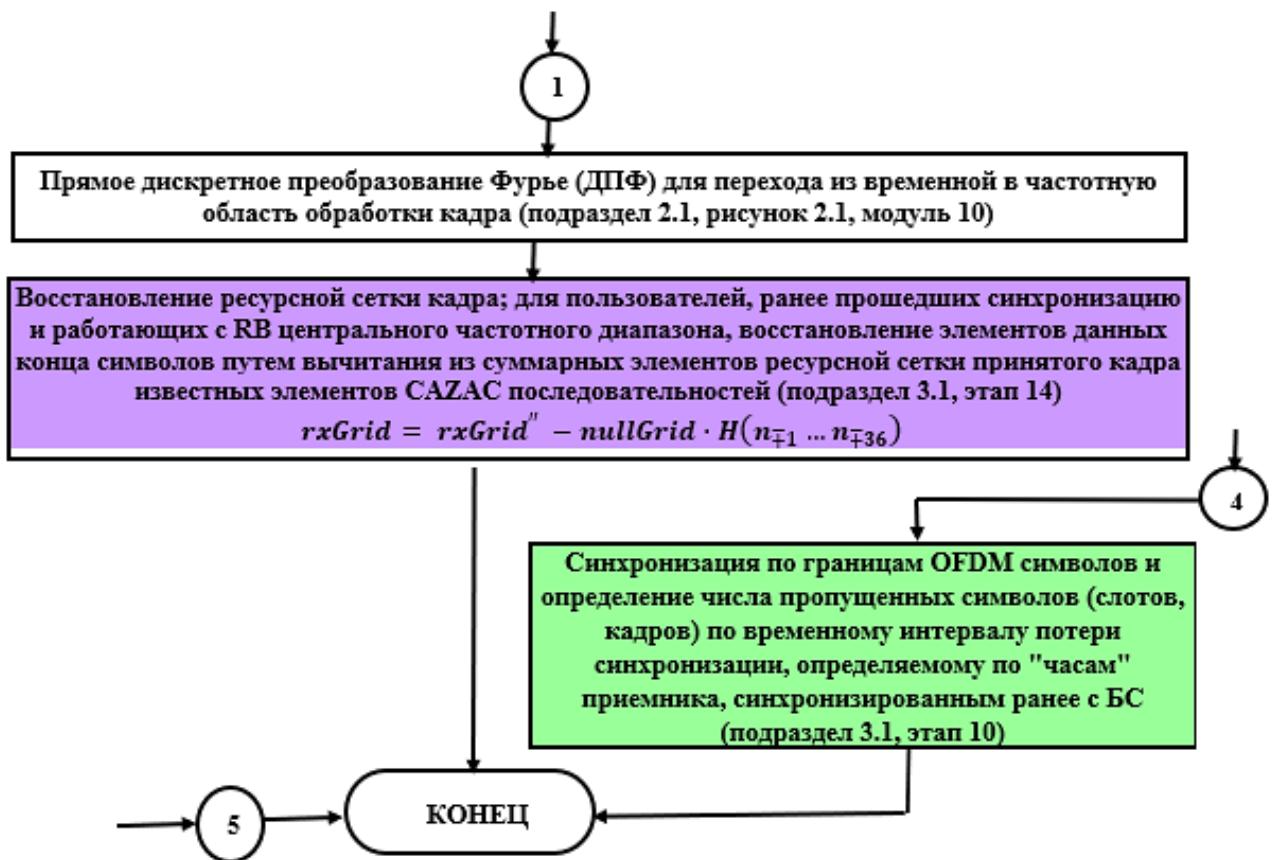


Рисунок 3.3 – Обобщённый алгоритм корреляционного метода синхронизации OFDM сигналов при заполнении концов OFDM символов кадра CAZAC последовательностями или их суммой с двоичными данными концов символов

На приёмной стороне при получении циклической АКФ ЦП символов выбранного "окна" приёма формируются пики АКФ, превышающие вычисляемый порог по амплитуде и расположенные в допустимом временном интервале ± 2 временных отсчёта от идеального положения границ OFDM символов. Определения пороговых значений представлено в подразделе 3.4.

3.3 Оценивание характеристик разработанного метода синхронизации сигналов с OFDM

В данном подразделе приведены аналитические выражения оценок характеристик разработанного метода синхронизации при заполнении концов

символов кадра LTE DL двоичными ($D - bit$), M – и $CAZAC$ последовательностями:

- ключевой характеристики корреляционных свойств применяемых последовательностей MF ,
- пик-фактора ($PAPR$) для варианта заполнения конца символов суммой элементов $CAZAC$ последовательностей и информационных данных пользователей,
- среднего значения (математического ожидания) времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$,
- относительной величины частотного смещения поднесущих ϵ ,
- величины дробного фазового смещения поднесущих $\Delta\varphi$,
- точности символьной и кадровой синхронизации во временной области $(\pm d\tau_{syn})$.

3.3.1 Оценивание значения мерит-фактора корреляционных функций исследуемых последовательностей

Оценка MF – отношение модуля максимального значения корреляционной функции (АКФ, ВКФ) к модулю среднего значения её боковых лепестков для различных вариантов числа элементов последовательности. $MF D - bit, M$ – и $CAZAC$ последовательностей ZC и Fr вычисляется из выражения (2.8) для АКФ, (2.9) для ВКФ как аperiодических, так и циклических значений

$$MF_{AK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(AK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(AK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(AK\Phi))\}/(K-1)},$$

$$MF_{BK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(BK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(BK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(BK\Phi))\}/(K-1)}.$$

3.3.2 Оценивание значения пик-фактора для OFDM символов с применением CAZAC последовательностей

Отношение максимальной мощности сигнала к средней мощности называется пик-фактором (Peak-to-Average-Power-Ratio, далее – *PAPR*) [27]. Оценка значения *PAPR* для случаев заполнения конца OFDM символов кадра LTE DL суммой *CAZAC* последовательностей и *D – bit* вычисляется из выражения.

$$PAPR = \frac{\max\{|x(t)|^2\}}{E\{|x(t)|^2\}}, \quad (3.3)$$

где $\max\{|x(t)|^2\}$ – максимальное значение мощности принятого сигнала,

$E\{|x(t)|^2\}$ – математическое ожидание (среднее значение) мощности принятого сигнала $|x(t)|^2$.

3.3.3 Оценивание среднего значения времени вхождения в синхронизм

Оценка среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ при прохождении кадра OFDM символов Рэлеевского канала с добавлением АБГШ с ОСШ = 0дБ, 10дБ, 50дБ с заданными вариантами вероятностей ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$ вычисляется из выражения [17]

$$M1\{T_{SYN}\} = \frac{(2 - P_{06}) \cdot (n_{sym} - 1) \cdot T_{symg}}{2 \cdot P_{06}}, \quad (3.4)$$

где n_{sym} – число интервалов наблюдения (в данном случае – интервалов длительности символов OFDM в выбранном "окне" приёма или "скользящем окне" на интервале слота),

T_{symg} – длительность OFDM символа,

P_{06} – вероятность правильного обнаружения (в данном случае – вероятность превышения порога пиком циклической АКФ ЦП на интервале длительности ЦП OFDM символа) [83]:

$$P_{06} = \frac{1}{2} [1 + \Phi(MF - H_r)], \quad (3.5)$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа [84], $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{\frac{-t^2}{2}} dt$,

MF – значение модуля мерит-фактора циклической АКФ ЦП,

H_r – значение порога для сравнения с MF , вычисляемая из выражения для заданного значения вероятности ложной тревоги P_1 , определяется из выражения (3.6).

$$P_1 = \frac{1}{2} \cdot [1 - \Phi\left(\frac{H_0}{N_0}\right)] = \frac{1}{2} \cdot [1 - \Phi(H_r)]. \quad (3.6)$$

где H_0 – значение порога для сравнения с величиной принятого сигнала.

В диссертационной работе пороговая величина сравнивается с величиной MF , вычисляемой из выражения (2.8) для АКФ ЦП и включающей ОСШ канала прохождения кадра LTE DL.

3.3.4 Оценивание относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов

Оценка смещения частот поднесущих при прохождении OFDM символов через многолучевой канал широко рассмотрена в отечественной и зарубежной научно-исследовательской литературе [15, 19, 21, 44, 49 – 52], причём в [19] приведён алгоритм оценки временного и частотного рассогласования с использованием сигнала во временной области. Алгоритм синхронизации в частотной области требует предварительной грубой временной синхронизации [16].

В данном подразделе проведено аналитическое описание получения оценки относительного частотного смещения поднесущих ε в интервале $0.05 \leq \varepsilon \leq 0.2$ с шагом 0.05 для случаев заполнения конца OFDM символов кадра комплексными двоичными последовательностями (как базовый вариант заполнения) в сравнении с заполнением *CAZAC* последовательностями на примере последовательности *ZC* [85]. Выражение для расчёта относительного частотного смещения при прохождении кадром OFDM символов Рэлеевского канала получено на основе уравнений [15, 44].

При расчётах использована модель Рэлеевского канала, близкого к каналу с "медленными" замираниями. В данном случае частотный коэффициент передачи канала H_k определяется соотношением [15]

$$H_k = \sum_{r=1}^R h_r \exp\left(-j2\pi \frac{\tau_r \cdot l}{T_s \cdot L}\right), \quad (3.8)$$

где l – номер временного отсчёта, $-\frac{L}{2} + 1 \leq l \leq \frac{L}{2}$,

L – число временных отсчётов OFDM символа, равное числу поднесущих, $L = N$,

r – номер пути распространения сигнала в многолучевом Рэлеевском канале, $1 \leq r \leq R$,

h_r – значение импульсной характеристики, постоянное на r -ом пути распространения сигнала,

τ_r – значение временной задержки на r -ом пути распространения сигнала,

T_s – период временных отсчётов.

Смещение частоты и фазы передаваемого радиосигнала во временной области определяется значением времени задержки границ OFDM символов от их истинного положения. При распространении сигнала в передающей среде увеличивается временная задержка Δt_s , определяемая двумя компонентами частотного (и соответствующего временного) смещения: целого числа колебаний

несущей частоты l_{fc} , умноженной на период, и дробной части фазового смещения:

$$\Delta t_s = l_{fc} \cdot T_c + \Delta t_c = l_{fc} \cdot T_c + \frac{\Delta\varphi_c}{2\pi \cdot \Delta f_c}, l_{fc} = 0,1,2, \dots, \frac{L_{BS}}{V_c \cdot T_c}, \quad (3.9)$$

где $T_c = \frac{1}{f_c}$ – период несущей частоты f_c ,

l_{fc} – число целых периодов несущей частоты

$\Delta\varphi_c$ – дробная часть (т.е. менее периода f_c) фазового смещения:

$$0 < \Delta\varphi_c < 2\pi,$$

$\frac{L_{BS}}{V_c \cdot T_c}$ – максимальное число периодов несущей частоты для данной БС (по прямой видимости),

L_{BS} – расстояние от БС до границы соты,

V_c – скорость распространения электромагнитных колебаний в окружающей среде (в воздушной среде принимается равной скорости света).

В случае многоэтапной синхронизации на этапе синхронизации по пикам АКФ ЦП OFDM символов достаточным является грубая временная синхронизация по пикам АКФ ЦП. Фазовое смещение несущей частоты на границах символов позволяет осуществить пересчёт величины данного смещения на величины частотных и фазовых смещений поднесущих используемого частотного диапазона в соответствии с выражением

$$l_c \cdot \frac{1}{f_c} + \frac{1}{f_c \cdot k_{fc}} = l_{sc} \cdot \frac{1}{f_{sc}} + \frac{1}{f_{sc} \cdot m_{fsc}},$$

где l_c – число полных периодов T_c несущей частоты f_c ,

$\frac{1}{f_c \cdot k_{fc}} = \frac{T_c}{k_{fc}}$ – дробная часть периода несущей частоты, ($k_{fc} = 2,3, \dots$),

l_{sc} – число полных периодов T_{sc} поднесущей частоты,

$\frac{1}{f_{sc} \cdot m_{fsc}}$ – дробная часть периода поднесущей, ($m_{fsc} = 2,3, \dots$).

Из приведенного выражения фазового смещения несущей вычисляется число полных периодов T_{sc} поднесущей и дробная часть периода:

$f_{sc} \left(\frac{l_c}{f_c} + \frac{1}{f_c \cdot k_{sc}} \right) = \lfloor l_{sc} \rfloor + \Delta\varphi_{sc}$. В представленном выражении $\lfloor l_{sc} \rfloor$ – целое число периодов поднесущей, $\Delta\varphi_{sc}$ – дробная часть периода поднесущей.

На этапе синхронизации по АКФ ЦП OFDM символов возможно вычисление дробной части периодов поднесущих частот. Нахождение числа полных периодов поднесущих, характеризующих время задержки распространения сигнала от БС до мобильного устройства пользователя проводится на этапе синхронизации по ВКФ PSS [16]. OFDM технология позволяет эффективно использовать ресурсы полосы частот, выделенной для коммуникаций БС с мобильными пользователями за счёт плотного расположения спектров поднесущих с шагом $f_{sc} = \frac{1}{T_{sym}}$, что отражено на рисунке 3.4 [16]. Для сохранения ортогональности синфазной и квадратурной компонент сигналов поднесущих допустимое смещение частоты должно составлять не более 2,25% от ширины полосы, занимаемой кадром OFDM. Оценка смещения частоты включает сравнение фаз пиков циклической АКФ ЦП, соответствующих границам принятых символов OFDM, передаваемых в кадре LTE DL в вариантах заполнения конца символов последовательностями $D-bit$ (базовый вариант заполнения ЦП), либо $CAZAC$ последовательностями.

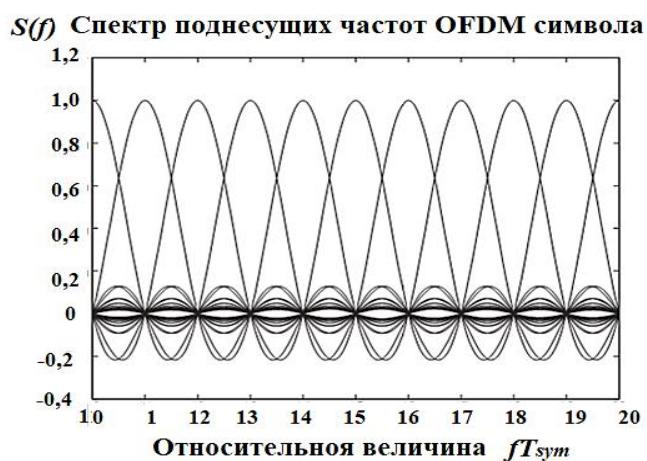


Рисунок 3.4 – График относительной спектральной плотности мощности символа OFDM технологии в зависимости от относительного значения частоты fT_{sym} ($f = \Delta f_{sc} \cdot k_{sc}$), $k_{sc} = 1, 2, \dots$

Один из способов оценки смещения частоты – с помощью алгоритма оценки максимального правдоподобия [15], основанного на анализе функции $\frac{E_c}{N_0}$ – отношения энергии символа OFDM к односторонней спектральной плотности АБГШ, либо на анализе величины мерит-фактора (2.8) для варианта корреляционной обработки сигнала

Данный подход к оценке рассчитан на случай, когда смещение частоты не превышает интервала $\pm \frac{1}{2} \Delta f_{sc}$ [44].

Передаваемый символ OFDM $[x_l]$ задаётся -точечной последовательностью временных отсчётов в диапазоне $\pm N$ поднесущих частот

$$x_l = \frac{1}{L} \sum_{n=-N}^N X_n \cdot \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot l}{L}\right),$$

где $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$, $L \geq 2N+1$

$-N \leq n \leq N$ – ортогональные на интервале длительности символа комплексные поднесущие, модулированные величинами X_n .

После прохождения через Рэлеевский канал связи с АБГШ, комплексная последовательность временных отсчётов может быть представлена как

$$\hat{x}_l = \frac{1}{L} \left[\sum_{n=-N}^N H_n X_n \cdot \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot (n+\varepsilon) \cdot l}{L}\right) \right] + w_l, \quad (3.10)$$

где H_n – передаточная функция канала на частоте n -ой поднесущей,

ε – относительное частотное смещение канала (отношение фактического (абсолютного) смещения частоты к частотному интервалу Δf_{sc} между поднесущими),

w_l – l -ый комплексный временной отсчёт огибающей АБГШ.

Предполагается, что импульсная характеристика, а значит и передаточная функция канала не изменяются в течение интервала длительности OFDM символа и ЦП длиной G временных отсчётов. Введение защитных интервалов перед информационной частью символа – при условии $T_g \geq \tau_h$.

В представленном выражении τ_h – длина импульсной характеристики многолучевого канала связи. Введение защитных интервалов не нарушает ортогональность принимаемых поднесущих на интервале L временных отсчётов символа OFDM. Смещение несущей частоты в принимаемом сигнале обуславливает смещение частот поднесущих в OFDM символе, что оказывает существенное влияние на результат демодуляции, реализуемого с помощью ДПФ. Процедура ДПФ определяется выражением (3.11).

$$\hat{X}_n = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{x}_l \cdot \exp\left(\frac{-j \cdot 2\pi \cdot n \cdot l}{L}\right). \quad (3.11)$$

Для n -го элемента последовательности ДПФ, выражение (3.11), состоит из трех компонентов

$$\hat{X}_n = (X_n \cdot H_n) \cdot \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{L \cdot \sin(\frac{\pi\varepsilon}{L})} \right\} \cdot \exp(j\pi\varepsilon \frac{L-1}{L}) + I_n + W_n. \quad (3.12)$$

Первая составляющая \hat{X}_n -той величины – оценка поднесущей, модулированной элементом X_n последовательности данных OFDM символа, искажается передаточной функцией канала H_n , что вызывает уменьшение амплитуды и фазовый сдвиг частоты. Поскольку L всегда намного больше $\pi\varepsilon$, $\sin(\pi\varepsilon/L)$ можно заменить на $\pi\varepsilon$. Вторая составляющая – это межканальная частотная интерференция (Intercarriers interference, далее – ICI), обусловленная смещением частоты в диапазоне $\varepsilon \leq \frac{0,5\Delta f}{\Delta f} \leq 0,5$ – определяется выражением

$$I_n = \sum_{n_l=-N}^N (X_{n_l} \cdot H_{n_l}) \cdot \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{N \cdot \sin(\frac{\pi(n_l - n - \varepsilon)}{N})} \right\} \cdot \exp\left(\frac{j\pi\varepsilon \cdot (N-1)}{N}\right) \cdot \exp\left(\frac{j\pi \cdot (n_l - n)}{N}\right), \quad (3.13)$$

где $-N \leq n \leq N$, $-N \leq n_l \leq N$.

Относительное частотное смещение канала $\varepsilon > 0,5$ в диссертационной работе не рассматривается. Статистические свойства ICI оцениваются в предположении, что модулированные элементами X_{n_l}, X_n значения I_n должны иметь нулевое среднее, т.е. $E[I_n] = 0$ и -корреляцию, т.е. эти значения некоррелированы: $[X_n, X_{n_l}^*] = |X|^2 \cdot \delta_{nn_l}$. Третья составляющая – n -ый отсчёт частотного спектра АБГШ, равномерно распределённого в полосе центральных поднесущих кадра OFDM символов.

Полагая модуль передаточной функции канала на длительности OFDM символа постоянным, т.е. при усреднении H_n по поднесущим на интервале $\pm N\Delta f$

$$\frac{1}{2N} \sum_{n=-N}^N H_n = |H| = \text{const},$$

тогда среднее за длительность символа значение энергии ICI, основанное на варианте оценки фазового смещения при передаче символов OFDM технологии, приведённое в [44] определяется выражением

$$E[|I|^2] = |X|^2 \cdot |H|^2 \cdot \{\sin(\pi\varepsilon)\}^2 \cdot \sum_{n=-N}^N \frac{1}{\{L \cdot \sin \frac{\pi \cdot (n + \varepsilon)}{L}\}^2}.$$

Поскольку спектральные компоненты поднесущих переносят энергию передаваемого символа, правомерно представить, что

$$\frac{|X|^2 \cdot |H|^2}{E[|W_n|^2]} = \frac{E_c}{N_0},$$

где E_c – усреднённая принимаемая энергия модулированных элементами последовательностей поднесущих частотного диапазона кадра,

N_0 – спектральная плотность мощности АБГШ частотного диапазона передаваемого кадра,

$E[|W_n|^2]$ – усреднённая энергия частотного спектра АБГШ с равномерным распределением в полосе поднесущих частот кадра.

Выражение для отношения усреднённой по диапазону центральных поднесущих мощности OFDM символа к спектральной плотности мощности N_0 , т.е. зависимость ОСШ от относительного смещения частоты в многолучевом канале с АБГШ можно представить в соответствии с выражением (3.14) [44]

$$SNR \geq \frac{E_c}{N_0} \left(\frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\pi\varepsilon} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + A \left\{ \frac{E_c}{N_0} \cdot [\sin(\pi\varepsilon)]^2 \right\}}, \quad (3.14)$$

где $0 \leq |\varepsilon| \leq 0,5$,

$A = 0,5947$ – постоянная величина [44].

При условии, что относительное частотное смещение $\varepsilon = 0$, выражение (3.14.) примет вид

$$SNR = \frac{E_c}{N_0} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon)}{\pi\varepsilon} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1 + A \left\{ \frac{E_c}{N_0} \cdot [\sin(\pi\varepsilon)]^2 \right\}}.$$

При оценке разработанного метода синхронизации сигналов с OFDM вместо отношения $\frac{E_c}{N_0}$ будет использоваться MF , определённый в выражении (2.8).

Для получения численных характеристик зависимости величины относительного смещения частоты ε_{ZC} для случая заполнения конца символов *CAZAC* последовательностями (в данном исследовании – *ZC*) от относительного частотного смещения ε_{PSP} в варианте без модификации конца символов, т.е. с сохранением $D - bit$, при равных условиях прохождения канала связи с одним и тем же значением ОСШ, из выражения (3.14) путём замены отношения $\frac{E_c}{N_0}$ величинами MF_{PSP} , MF_{ZC} получаем выражение (3.15),

$$MF_{PSP} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon_{PSP})}{\pi\varepsilon_{PSP}} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1 + A \{ MF_{PSP} \cdot [\sin(\pi\varepsilon_{PSP})]^2 \}} = MF_{ZC} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon_{ZC})}{\pi\varepsilon_{ZC}} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1 + A \{ MF_{ZC} \cdot [\sin(\pi\varepsilon_{ZC})]^2 \}}, \quad (3.15)$$

где MF_{PSP} , MF_{ZC} – отношение энергии главного лепестка циклической АКФ ЦП к усреднённой энергии всех боковых лепестков для случаев заполнения конца символов последовательностями $D - bit$ и ZC соответственно,

ε_{PSP} , ε_{ZC} – относительные величины смещения частоты для случаев заполнения конца символов $D - bit$ и ZC соответственно.

При известных величинах MF_{PSP} , MF_{ZC} , подставляя в равенство (3.15) значения ε_{PSP} , получаем ε_{ZC} .

3.3.5 Оценивание дробного фазового смещения поднесущих OFDM символов

Кроме оценки частотного смещения представляет интерес оценка дробного фазового смещения поднесущих для случаев заполнения конца OFDM символов кадра, не несущих служебной информации, последовательностями ZC и $D - bit$ (базовый вариант).

Решения задачи оценки и компенсации дробного фазового сдвига и задержки на целое число периодов поднесущих рассмотрены в ряде работ [1, 15, 16, 19, 20, 21, 34], в которых представлены алгоритмы, позволяющие, помимо грубой временной синхронизации по положению пиков АКФ ЦП оценить дробную часть фазового смещения поднесущих с точностью до интервала T_s [16].

Значение фазы АКФ_{ЦП}^{sl} в точках экстремумов определяется суммарным частотным сдвигом ΔF в соответствии выражением (2.7). Более точно смещение частоты и фазы принятого сигнала можно оценить только при переходе в частотную область, т.е. после операции быстрого преобразования Фурье – БПФ (Fast Fourier Transform, далее – FFT). В [45] предлагается оценить сдвиг частоты используя средний набег фазы принимаемого массива временных отсчетов OFDM символов во временной области. При оценке фазы l -го временного отсчета АКФ ЦП вычисляется $\Delta\phi_l^{\text{АКФ ЦП}}$

$$\Delta\varphi_l^{\text{АКФЦП}} = \arctg \left[\frac{Q(\text{АКФЦП}(l))}{I(\text{АКФЦП}(l))} \right].$$

Для уменьшения ошибки оценки, АКФ ЦП в работе предлагается осуществить усреднение для M символов OFDM.

Таким образом, оценка фазы l -го временного отсчёта АКФ ЦП вычисляется $\Delta\varphi_l^{\text{АКФЦП}}$ может быть определена в соответствии с выражением (3.16).

$$\Delta\varphi^{\text{АКФЦП}} = \arctg \left(\frac{Q(\sum_{m=1}^M ACF_{CP}(\hat{t}_k + m \cdot (N_{FFT} + G)))}{I(\sum_{m=1}^M ACF_{CP}(\hat{t}_k + m \cdot (N_{FFT} + G)))} \right), \quad (3.16)$$

где \hat{t}_k – усреднённая по M символам оценка временного сдвига начала слота длительностью k временных отсчётов,

m – номер символа "окна" приёма кадра, $1 \leq m \leq M$,

G – число временных отсчетов на длительности ЦП,

N_{FFT} – число значений БПФ, соответствующее числу временных отсчетов на длительности символа T_{sym} .

Необходимо отметить, что при значении времени когерентности Рэлеевского канала $T_0 > T_{sym}$ имеют место "медленные" замирания, при этом на протяжении одного или нескольких символов OFDM параметры канала считаются постоянными (стационарными), а величина дробного фазового сдвига поднесущих одинакова. Таким образом, канал на все спектральные компоненты сигнала влияет одинаково [77]. При данных условиях оценка дробного фазового сдвига для n -ой поднесущей m -го принятого OFDM – символа определяется выражением (3.17)

$$\Delta\varphi_m = \frac{\hat{t}_m}{\frac{1}{\Delta f_{sc} \cdot n}} - \left\lfloor \frac{\hat{t}_m}{1/(\Delta f_{sc} \cdot n)} \right\rfloor, \quad (3.17)$$

где \hat{t}_m – оценка временного сдвига (с точностью $\pm \Delta t$) m -го символа от начала слота, усредненного по всем слотам в "окне" приёма, $1 \leq m \leq M$,

n – номер поднесущей, $-N/2 \leq n \leq N/2$,

N – число поднесущих частотного диапазона передаваемого кадра,

Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими,

$[x]$ – целая часть значения.

В (3.17) оценка \hat{t}_m выражается через l временных отсчетов как $\hat{t}_m = 2\pi l \cdot \Delta t$. В представленном выражении $l = L(m) - l(m)$ – разность между эталонным числом временных отсчетов до пика циклической АКФ ЦП m -го символа $L(m)$ и номера временного отсчета $l(m)$ АКФ ЦП пика m -го символа, превысившего порог после вычисления среднего значения АКФ ЦП.

Тогда оценка фазового сдвига поднесущих на временном интервале, содержащем l временных отсчетов, определяется из выражения (3.18)

$$\Delta\phi(n) = \frac{2\pi l \cdot \Delta t}{T_{sc}(n)} \quad (3.18)$$

где $T_{sc}(n) = 1/(\Delta f_{sc} \cdot n_f)$ – период n -ой поднесущей,

Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими.

3.3.6 Оценивание точности определения границ OFDM символов во временной области

Предел точности синхронизации по границам символов определяется в ± 2 временных отсчета – $d\tau_{syn} = \pm 1,04 \cdot 10^{-6}$ с при $T_s = 0,52$ мкс [1, 16, 53].

Оценка точности определения границ символов проведена эмпирическим путем при математическом моделировании прохождения слота из 7 символов кадра LTE DL Гауссовского канала, близкого к идеальному, с ОСШ = 50 дБ, и определении положения пиков циклической АКФ ЦП для различных вариантов заполнения конца символов.

При проведении оценки точности анализируются временные положения пиков АКФ ЦП для различных вариантов заполнений ЦП в сравнении с положением точных границ OFDM символов l_{et} (при значениях номеров отсчётов для центрального частотного диапазона кадра LTE DL $l_{et} = 137, 274, 411, 548, 685, 822, 959$) и вычисляется точность временного положения границ символов, исходя из модуля разности

$$dT_{l_i} = \text{abs}(T_s \cdot [(l_{et+1} - l_{i+1}) - (l_{et} - l_i)]), \quad (3.19)$$

где T_s – период временных отсчётов,

l_{et}, l_{et+1} – номера эталонных временных отсчётов точных границ двух смежных символов,

l_i, l_{i+1} – номера временных отсчётов i -го и $i + 1$ -го пиков АКФ ЦП, ближайших к l_{et}, l_{et+1} .

При определении границ символов учитываются только те положения смежных пиков АКФ ЦП, расстояние между которыми dT_{SYM} определяется условием

$$\begin{aligned} (dT_{SYM_{\min}} \leq dT_{SYM} \leq dT_{SYM_{\max}}) = \\ = (T_{sym} - T_g) \leq dT_{SYM} \leq (2T_g + (T_{sym} + T_g)). \end{aligned}$$

На рисунке 3.5 представлена схема расположения пиков циклической АКФ ЦП слота. Положение границ OFDM символов рассматриваются в пределах интервала двойной длительности ЦП. При $dT_{SYM} < (T_{sym} - T_g)$ или $dT_{SYM} > (2T_g + (T_{sym} + T_g))$ данные пики АКФ ЦП исключаются из рассмотрения как возможные границы символа слота.

В случае, когда в Рэлеевском канале преобладают "быстрые" замирания при низком значении ОСШ, на интервале слота для временного положения пиков циклической АКФ ЦП условие $dT_{SYM_{\min}} \leq dT_{SYM} \leq dT_{SYM_{\max}}$ не выполняется.

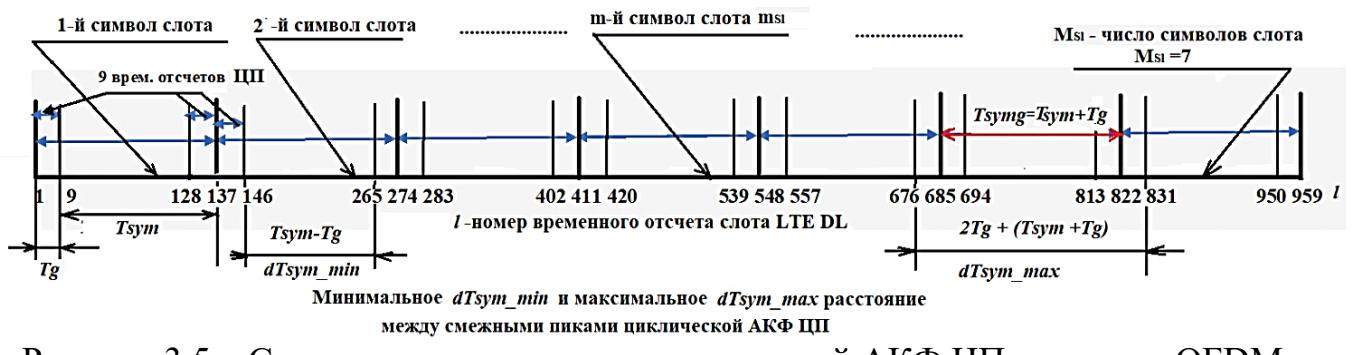


Рисунок 3.5 – Схема положения пиков циклической АКФ ЦП символов OFDM слота LTE DL кадра, поясняющая рассматриваемые границы взаимного положения двух смежных пиков в интервале ($dT_{SYM_min} \leq dT_{SYM} \leq dT_{SYM_max}$)

Границы ни одного из отдельно взятых символов слота не попадают во временной интервал $2T_g$. Однако возможен вариант для $(i_m + k_m)$ символов в пределах слота, когда временной интервал относительно номера символа m , при условии $(i_m < m < k_m)$ между левой границей $(m - i_m)$ -го символа и правой границей $(m + k_m)$ -го символа включает $(i_m + k_m)$ символов общей длительностью $[(137 \cdot (i_m + k_m)) \pm 2 \cdot T_g]$ временных отсчетов. Тогда условие положения пиков АКФ ЦП для определения границ символов определяется как

$$[(T_{sym} - T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}] \leq (dT_{SYM} + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}) \leq [2T_g + (T_{sym} + T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}].$$

В этом случае отсчет символов для определения положения PSS проводится от границ крайних символов из цепочки $i_m + k_m$ символов. На рисунке 3.6 представлена схема расположения пиков циклической АКФ ЦП слота, поясняющая определение границ крайних символов из цепочки $i_m + k_m$ символов.

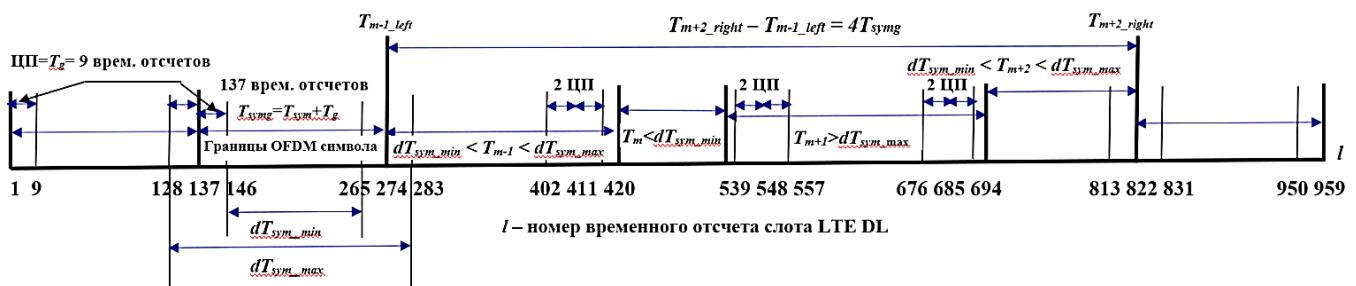


Рисунок 3.6 – Схема положения пиков циклической АКФ ЦП символов OFDM слота LTE DL кадра, поясняющая выполнение условия определения границ символов слота в варианте $[(T_{sym} - T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}] \leq (dT_{SYM} + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}) \leq [2T_g + (T_{sym} + T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}]$.

3.4 Определение величин пороговых значений

В диссертационной работе при вычислении пороговых значений для пиков АКФ/ВКФ рассматривался некогерентный оптимальный приём кадра LTE DL. После усреднения временных отсчётов на длительности слота и вычисления циклической АКФ ЦП из выражения (2.5), величина пиков АКФ ЦП сравнивается с порогом λ . В работе величина λ принимается равной половине суммы значений временных отсчётов интервала ЦП, усреднённых по интервалам всех ЦП символов слота.

Определение временного положения максимального значения АКФ ЦП:

$$\Xi(m_{Sl}, l) = \max_{l(m_{Sl})} (\text{АКФ}_{\text{ЦП}}(l)), \quad \text{где } m_{Sl} = \overline{1, M_{Sl}},$$

Сравнение значения АКФ ЦП с порогом: $A'(\Xi(m_{Sl}, l')) = \text{АКФ}_{\text{ЦП}}(\Xi(m_{Sl}, l)) \geq \lambda$,

$$\lambda = \frac{1}{2} \frac{\sum_{m_{Sl}=0}^{M_{Sl}-1} \sum_{g=1}^G cz'(m_{Sl}, g)}{M_{Sl}}, \quad (3.20)$$

где λ – порог, вычисляемый на длительности ЦП, для сравнения с величиной пиков циклической АКФ ЦП,

$cz'(m_{Sl}, g)$ – мощность g -го временного отсчёта ЦП принятого m_{Sl} -го символа слота при модификации конца символа элементами *CAZAC* последовательности, $cz'(m_{Sl}, g) = (Z_{Sl}(l))^2$.

$(\Xi(m_{Sl} + 1, l') - \Xi(m_{Sl}, l')) \cdot T_s$ – временной интервал между соседними пиками $m_{Sl} + 1$ и m_{Sl} циклической АКФ ЦП,

$$0 \cdot T_s \leq |(\Xi(m_{Sl} + 1, l') - \Xi(m_{Sl}, l')) \cdot T_s - T_{symg}| \leq 2 \cdot T_s, \quad (3.21)$$

где $\Xi(m_{Sl}, l')$, $\Xi(m_{Sl} + 1, l')$ – границы OFDM символа по временному положению двух соседних пиков циклической АКФ ЦП,

K – число элементов *CAZAC* последовательности и конца символа,

k – номер элемента *CAZAC* последовательности и конца символа,

T_{symg} – длительность OFDM символа с ЦП,

T_s – период временных отсчётов.

Все пики АКФ ЦП, превышающие порог, рассматриваются как границы символов, усреднённые по величине и временному положению на интервале одного слота "окна" приёма. Каждые два смежных пика проверяются на степень соответствия условию в выражении (3.21).

Среди пар пиков определяется та пара, которая ближе всего к выполнению условия (3.21). Зная длительность символа, просчитываются границы всех символов справа и слева от выбранной пары пиков АКФ ЦП на длительности слота. Далее, для кадра LTE DL, проводится ВКФ с тремя эталонными PSS в границах всех символов "окна" приёма (только при первом включении пользователя) до определения символа, содержащего PSS сектора покрытия БС, в котором находится пользователь первичного включения. Порог определения пика ВКФ (1.6) λ_{PSS} вычисляется аналогично (3.21), только суммирование величин временных отсчётов проводится на интервале символа T_{symg} .

$$\max_l(m) |\text{ВКФ}_{PSS}[l]| \geq \lambda_{PSS}, 0 \leq m \leq \frac{M}{2} - 1, l = 1, 2, \dots, L + G,$$

$$\lambda_{PSS} = \frac{\sum_{l=1}^{L+G} \sum_{n=1}^N |zc_k^u(n) \cdot \exp(-j2\pi \cdot \Delta f_{sc} \cdot n \cdot (T_s \cdot l))|^2}{2},$$

Для "скользящего окна", перемещающегося по принятому временному интервалу кадра с шагом в один интервал слота при восстановлении случайной потери синхронизации правомерны те же выражения для величины порога (3.20) и границ символов слота (3.21) без операций усреднения временных отсчетов слотов.

3.5 Результаты оценивания частотно-временных характеристик разработанного метода синхронизации

Результаты оценок значений характеристик синхронизации с применением разработанного метода приведены для последовательностей, определенных в подразделе 3.3. Результаты оценок значений MF , $PAPR$, $M1\{T_{SYN}\}$, ε , $\Delta\varphi$, $d\tau_{syn}$ получены в условиях прохождения LTE DL кадра OFDM символов как идеального канала, так и Гауссовского и Рэлеевского каналов связи с различными значениями ОСШ. При прохождении кадром LTE DL Рэлеевского канала результаты оценок получены в вариантах профилей задержек ETU, EVA, EPA стандарта LTE [72], либо при формировании модели Рэлеевского канала.

3.5.1 Результаты оценивания значения мерит-фактора корреляционных функций исследуемых последовательностей

Для оценивания MF необходимо учитывать возможность формирования последовательностей произвольной длины. По вариативности длины последовательности предпочтительны последовательности ZC . Следующие по вариативности длины – последовательности Fr . M -последовательности предполагают более узкие рамки значений числа элементов, чем ZC , Fr . Оценка MF для различного числа элементов последовательностей получена согласно выражению (2.8) на интервале слота с усреднением временных отсчетов по 10 слотам полукадра в идеальном канале.

Аналитические выражения процедуры усреднения описаны в подразделе 3.1, а методики алгоритмов усреднения описаны в разделе 4. Необходимо учесть, что в выражении (2.8) для MF величина \max ($AK\Phi$) в числителе – это среднее значение величин пиков АКФ ЦП слота. В знаменателе сумма величин пиков АКФ ЦП вычитается из общей суммы значений лепестков АКФ на интервале слота. Тогда выражение для вычисления MF примет вид

$$MF_{AK\Phi_ЦП_слот} = \frac{(\sum_{i_{cp}} \text{mod}(\max_i(AK\Phi))) / i_{cp}}{\{[\sum_k \text{mod}(AK\Phi(k))] - \sum_{i_{cp}} \text{mod}(\max_i(AK\Phi))\} / (K - i_{cp})}$$

где i_{cp} – число пиков АКФ ЦП на интервале слота,

i – номер пика АКФ ЦП на интервале слота.

На рисунке 3.7 представлен график зависимости $MF_{AK\Phi_ЦП_слот}$ от числа элементов K ЦП и концов символов "окна" приема кадра LTE DL идеального канала связи и различном заполнении конца символов, за исключением базового случая немодифицированных символов, при котором состав элементов концов символов не меняется и значение $MF_{AK\Phi_ЦП_слот}$ не зависит от K .

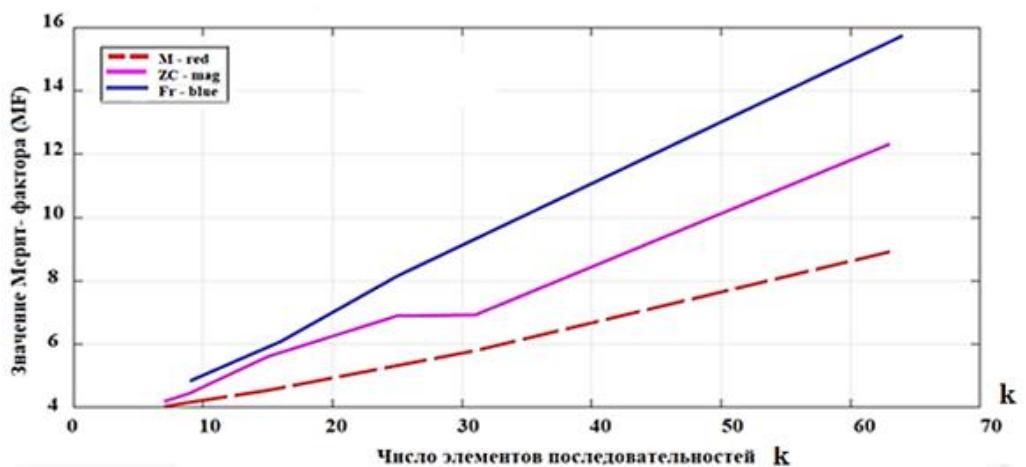


Рисунок 3.7 – График зависимости $MF_{AK\Phi_ЦП_слот}$ от числа элементов ЦП K при прохождении полукадра LTE идеального канала связи при заполнении ЦП и концов OFDM символов кадра последовательностями Fr – синий цвет линии, ZC – сиреневый цвет линии, M – красный пунктир (вариант прототипа заполнения ЦП M -последовательностями)

По результатам оценивания MF циклических АКФ для применения в корреляционных системах синхронизации предпочтение отдается последовательности Fr . Учитывая достаточно высокую величину MF и абсолютную вариативность числа элементов последовательности ZC , этой последовательности также отдается предпочтение для применения в корреляционных системах синхронизации [23, 86].

3.5.2 Результаты оценки значения пик-фактора

Исследования оценок $PAPR$ для OFDM символов "окна" приёма проводились в Гауссовском канале связи с ОСШ = 50дБ для наименьшего числа элементов ($K=9$) последовательностей ZC, Fr в вариантах:

- конец символа заполняется Fr (8, 9) или ZC (2, 9);
- конец символа заполняется суммой $CAZAC$ последовательностей с модулированными информационными данными концов символов – $ZC + (D - bit), Fr + (D - bit)$;
- конец символа составляют модулированные информационные данные пользователей $D - bit$.

Вычисление значений MF выполнено в соответствии с выражением (2.8), вычисление значений $PAPR$ – в соответствии с выражением (3.3). Результаты оценок MF и $PAPR$ представлены на рисунке 3.8 с $QPSK$ модуляцией информационных данных.

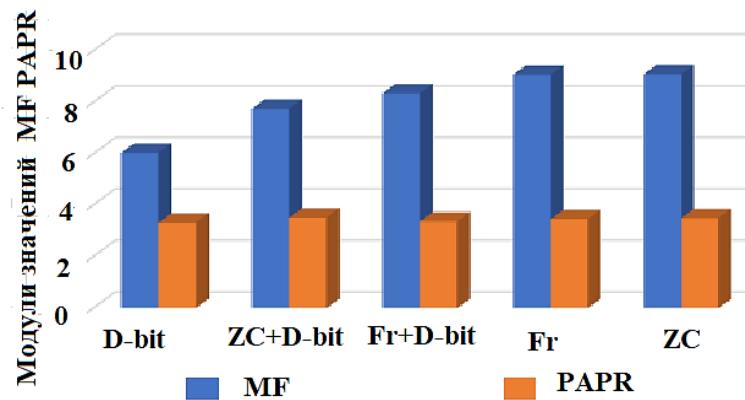


Рисунок 3.8 – MF циклической АКФ ЦП OFDM символов кадра LTE DL для заполнения концов символов элементами последовательностей $D - bit, ZC + (D - bit), Fr + (D - bit), ZC, Fr$ длиной $K = 9$ – синий цвет диаграммы, $PAPR$ – красный цвет

Результаты оценок MF и $PAPR$ для последовательностей $ZC, Fr, D - bit, ZC + (D - bit), Fr + (D - bit)$ позволяют сделать следующие выводы:

- модули величин MF при модуляции данных кадра LTE DL с концами символов, заполняемыми как $CAZAC$ последовательностями, так и суммой модулированных информационных данных и $CAZAC$ последовательностей выше в 1,28 – 1,5 раз (28% – 50%), чем с заполнением концов символов, содержащих модулированные $QPSK$ информационные данные;
- величина $PAPR$ для концов символов, заполняемых суммой модулированных информационных данных и $CAZAC$ последовательностей, превышает $PAPR$ для базового варианта формирования символов незначительно, например, при $QPSK$ модуляции – не более, чем на 6% в зависимости от выбора варианта последовательности заполнения концов символов.

Таким образом, метод заполнения конца символов суммой информационных данных и $CAZAC$ последовательностей позволяет получить более высокое значение MF по сравнению с базовым вариантом заполнения двоичными данными, при незначительном повышении $PAPR$, рассчитанного на временном интервале половины кадра LTE для Гауссовского канала, близкого к идеальному [82].

3.5.3 Результаты оценки среднего значения времени вхождения в синхронизм

Для оценок среднего значения времени вхождения в синхронизм использованы выражения (3.4) – (3.6). Ключевыми величинами, определяющими значения $M1\{T_{SYN}\}$ при корреляционных методах синхронизации являются значения MF АКФ ЦП и длина последовательности для заполнения концов символов кадра LTE DL. Величина MF включена в выражение (3.5) для определения $P_{об}$. Число элементов модифицированных концов символов желательно выбирать возможно меньшим для уменьшения влияния Рэлеевского канала на результаты обработки "окна" приёма. В рамках разработанного метода для получения оценки преимуществ вариантов заполнения концов символов

исследуемыми последовательностями, проведены исследования в идеальном канале для последовательностей различной длины.

Результаты анализа значения $M1\{T_{SYN}\}$ для вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$ и последовательностей заполнения концов OFDM символов с числом элементов $K = 9, 11, 13, 17, 19, 31, 37$ приведены на рисунке 3.9.

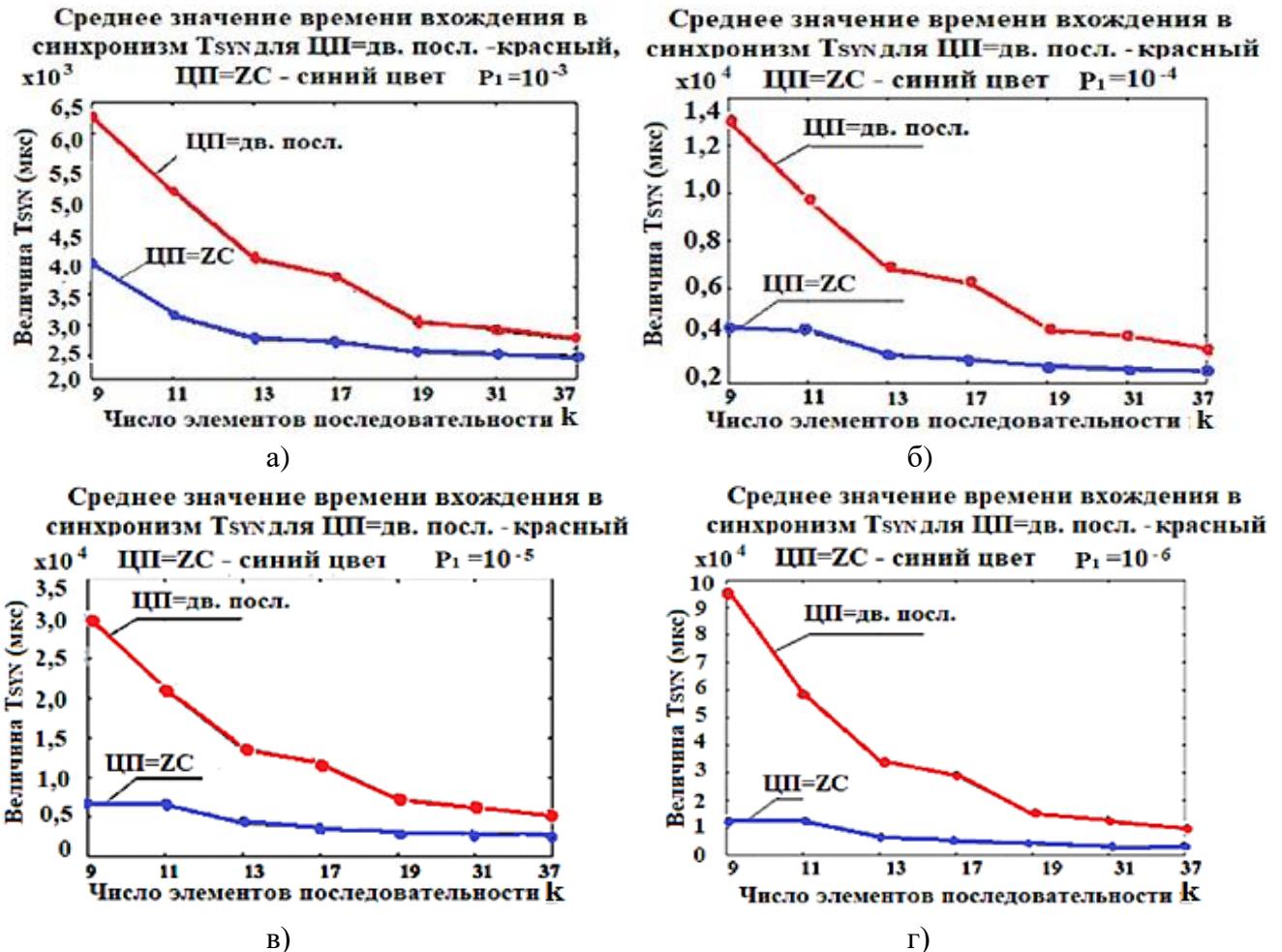


Рисунок 3.9 – График зависимости $M1\{T_{SYN}\}$ на этапе синхронизации по ЦП от числа элементов последовательности K для ЦП с заполнением $D - bit -$ красный цвет и последовательностями ZC – синий цвет при вероятностях ложной тревоги а) $P_1 = 10^{-3}$, б) $P_1 = 10^{-4}$, в) $P_1 = 10^{-5}$, г) $P_1 = 10^{-6}$

Из представленных на рисунке 3.9 графиков можно сделать вывод о преимуществе разработанного метода синхронизации (уменьшении значения $M1\{T_{SYN}\}$) в 1,12 ... 7,7 раз в зависимости от величины вероятности ложной тревоги P_1 и числа элементов K последовательностей заполнения конца OFDM символов. по сравнению с ПСП. При значении $K = 9$ и вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3} - 10^{-4}$ значения $M1\{T_{SYN}\}$) в 1,6 ... 3,5 раза меньше

при применении последовательности ZC по сравнению с базовым вариантом построения символов. Для $K = 9$ разница $M1\{T_{SYN}\}$ по сравнению с вариантом применения ПСП наиболее существенная, с увеличением K значения $M1\{T_{SYN}\}$ для вариантов применения ПСП и ZC сближаются. Более подробный анализ результатов исследования приведён в работах [86, 87].

В диссертационной работе проведены исследования $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей со специально подобранным числом элементов $K = 7 (D-bit, M, ZC), 9 (D-bit, Fr, ZC), 15 (D-bit, M, ZC), 16 (Fr), 25 (D-bit, Fr, ZC), 31 (D-bit, M, ZC), 63 (D-bit, M, ZC), 64 (Fr)$ в идеальном канале при заполнении концов символов информационными последовательностями ($D-bit$) – базовый вариант, последовательностями прототипа (M – последовательности), $CAZAC$ последовательностями – ZC, Fr для значения вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}$. Результаты вычислений $M1\{T_{SYN}\}$ представлены в таблице 3.1 и на графике рисунка 3.10.

Таблица 3.1 – Результаты вычислений $M1\{T_{SYN}\}$ при $P_1 = 10^{-3}$ для последовательностей $D-bit, M, ZC, Fr$ заполнения конца символов полукадра LTE DL в идеальном канале, $K = 7, 9, 15/16, 25, 31, 63/64$

(K) – число элементов посл-й D-bit, M, ZC(u, K), Fr (β, K)	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ – точность определения границ символов	$M1\{T_{SYN}\}$ (мс) $P_1 = 10^{-3}$	Суммарная мощность сигнала слота
D-bit(7)	0.1494	2	0	–	37.1534
M-seq (7)	0.1462	6	0	–	43.8270
ZC (5,7)	0.1441	6	$2/d_l = (1, 2)$ врем. отсчета	2.311	44.6962
D-bit (9)	0.1494	2	0	–	37.1534
ZC (5,9)	0.1709	6	$2/d_l = (1, 2)$ врем. отсчета	2.303	47.7397
Fr (5,9)	0.1619	6	$6/d_l = (1 - 3)$ врем. отсчета	2.3	46.8971
D-bit (15)	0.1494	2	0	–	37.1534
M-seq (15)	0.1608	6	$2/d_l = (1, 2)$ врем. отсчета	2.302	47.5778
ZC (11,15)	0.1298	6	$6/d_l = (1, 2)$ врем. отсчета	2.3	48.9123
Fr (11,16)	0.1735	6	$6/d_l = (1, 2)$ врем. отсчета	2.3	48.8327
D-bit (25)	0.1494	2	0	–	37.1534

Продолжение таблицы 3.1

(K) – число элементов посл-й D-bit, M, ZC(u, K), Fr (β , K)	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_i = l_i - l_{et} $ – точность определения границ символов	$M\{T_{SYN}\}$ (мс) $P_1 = 10^{-3}$	Суммарная мощность сигнала слота
ZC (17,25)	0.1415	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	52.2302
Fr (17,25)	0.1616	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	48.2327
D-bit (31)	0.1494	2	0	–	37.1534
M-seq (31)	0.1671	6	6/ $d_i = (1, 2)$ врем. отсчета	2.3	54.4567
ZC(11,31)	0.1243	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	55.7774
D-bit (63)	0.1494	2	0	–	37.1534
M-seq (63)	0.1315	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	61.3122
ZC (11,63)	0.1562	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	55.4026
Fr (11,64)	0.1522	6	6/ $d_i = 1$ временной отсчет	2.3	53.8151

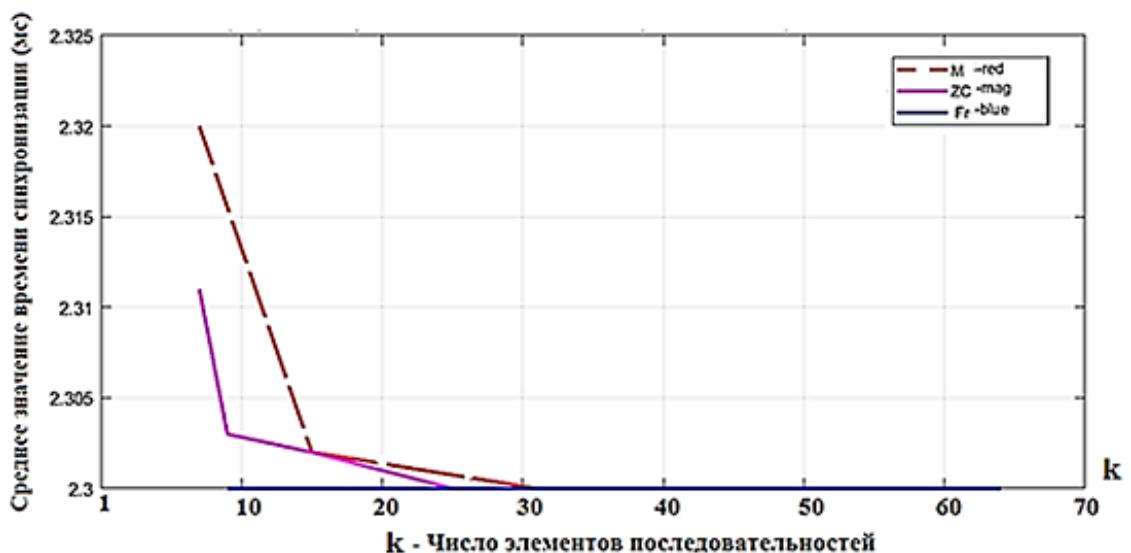


Рисунок 3.10 – График зависимости времени синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП от числа элементов последовательности заполнения концов символов полукадра технологии LTE DL в идеальном канале связи при вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}$

Поскольку для различных величин корней u, β последовательностей $ZC(u, K), Fr(\beta, K)$ значения MF различаются, были рассмотрены последовательности с корнями (индексами) u, β , позволяющими получить максимальную величину MF .

В таблице 3.1 также приведены величины пороговых значений λ , вычисленных из выражения (3.20), число пиков АКФ ЦП, прошедших порог λ и значения точности попадания во временные границы символов слота $d_l = |l_i - l_{et}|$, определяемые разностью номеров временных отсчетов положения идеальных границ (l_{et}) и номеров временных отсчетов, полученных в результате исследований (l_i). В последнем столбце таблицы приведена суммарная мощность слота (сумма мощностей всех временных отсчетов сигнала слота) при различном заполнении концов символов. Суммарная мощность слота возрастает с увеличением числа элементов последовательностей $M(Mseq), ZC, Fr$. Для слота с отсутствием модификации конца символов мощность сигнала слота постоянна. В столбце значений $M1\{T_{SYN}\}$ символом "—" отмечены случаи, когда величина пика АКФ ЦП меньше пороговых значений λ .

Из таблицы 3.1 следует, что использование коротких CAZAC последовательностей для заполнения конечных интервалов символов предпочтительнее, поскольку с увеличением числа элементов CAZAC последовательностей, либо их суммы с информационными данными концов символов возрастает мощность передаваемого ГС, что представлено данными суммарной мощности сигнала слота в таблице 3.1. При нормировании сигнала с модифицированными символами уменьшается относительная мощность информационных данных пользователей по отношению к базовому варианту построения символов, поскольку часть мощности ГС, возрастающей с увеличением K , занимают элементы CAZAC последовательностей. Таким образом, для заполнения конечных интервалов символов, предпочтительно применение коротких CAZAC последовательностей, в том числе, в силу их меньшей подверженности ошибкам при "быстрых" замираниях в Рэлеевском канале. Из результатов исследований, представленных на рисунке 3.9 следует, что наибольший выигрыш в оценке $M1\{T_{SYN}\}$ для варианта модифицированных символов по сравнению с базовым вариантом наблюдается при $K = 9$. Сравнение с вариантом применения M -последовательностей невозможно, поскольку M -последовательностей с числом элементов $K = 9$ не существует.

В диссертационной работе проведены исследования на модели Рэлеевского канала связи с добавлением АБГШ с ОСШ ≥ 0 дБ. Для расчётов MF и $M1\{T_{SYN}\}$ используются формулы 2.13, 3.4 – 3.6.

На рисунках 3.11, 3.12 приведены графики оценок $M1\{T_{SYN}\}$ при ОСШ = 0дБ – 50дб в Рэлеевском канале связи с профилями задержек ETU [72] и $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$ для различных вариантов заполнения конца OFDM символов последовательностями длиной $K = 9$ и модуляции информационных данных OFDM символов ($QPSK, 64QAM$ соответственно) [90, 91].

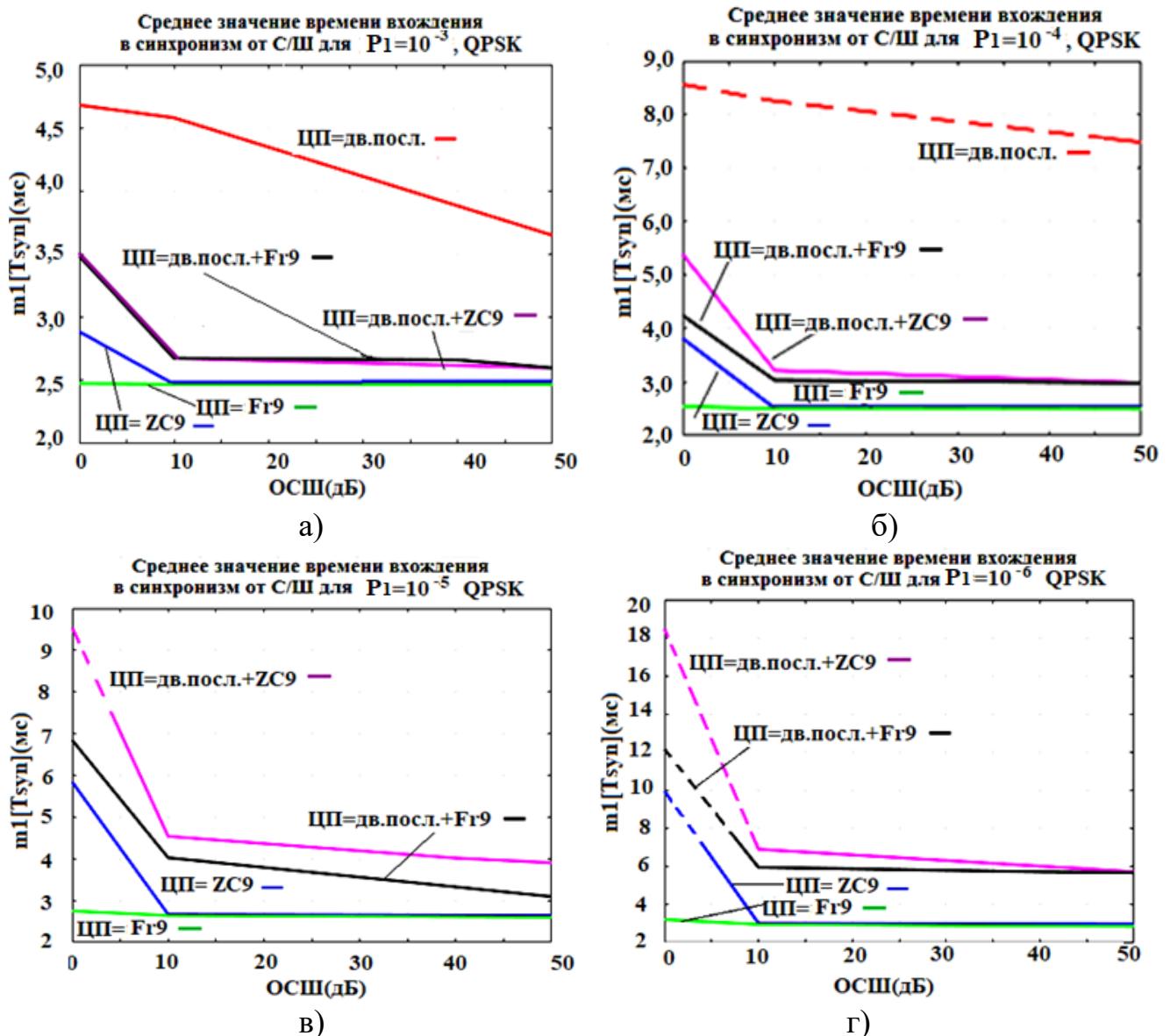


Рисунок 3.11 – Графики зависимости $M1\{T_{SYN}\}$ для всех рассмотренных случаев заполнения конца символов и модуляции информационных элементов символов $QPSK$ а) – $P_1 = 10^{-3}$, б) – $P_1 = 10^{-4}$, в) – $P_1 = 10^{-5}$, г) – $P_1 = 10^{-6}$.

Длина последовательностей выбрана с учётом возможности построения наиболее коротких CAZAC последовательностей, поскольку более длинные

последовательности больше подвержены искажениям при "быстрых" замираниях Рэлеевского канала, что особенно актуально при использовании варианта разработанного метода при модификации символов суммой $CAZAC$ последовательностей с информационными данными пользователя.

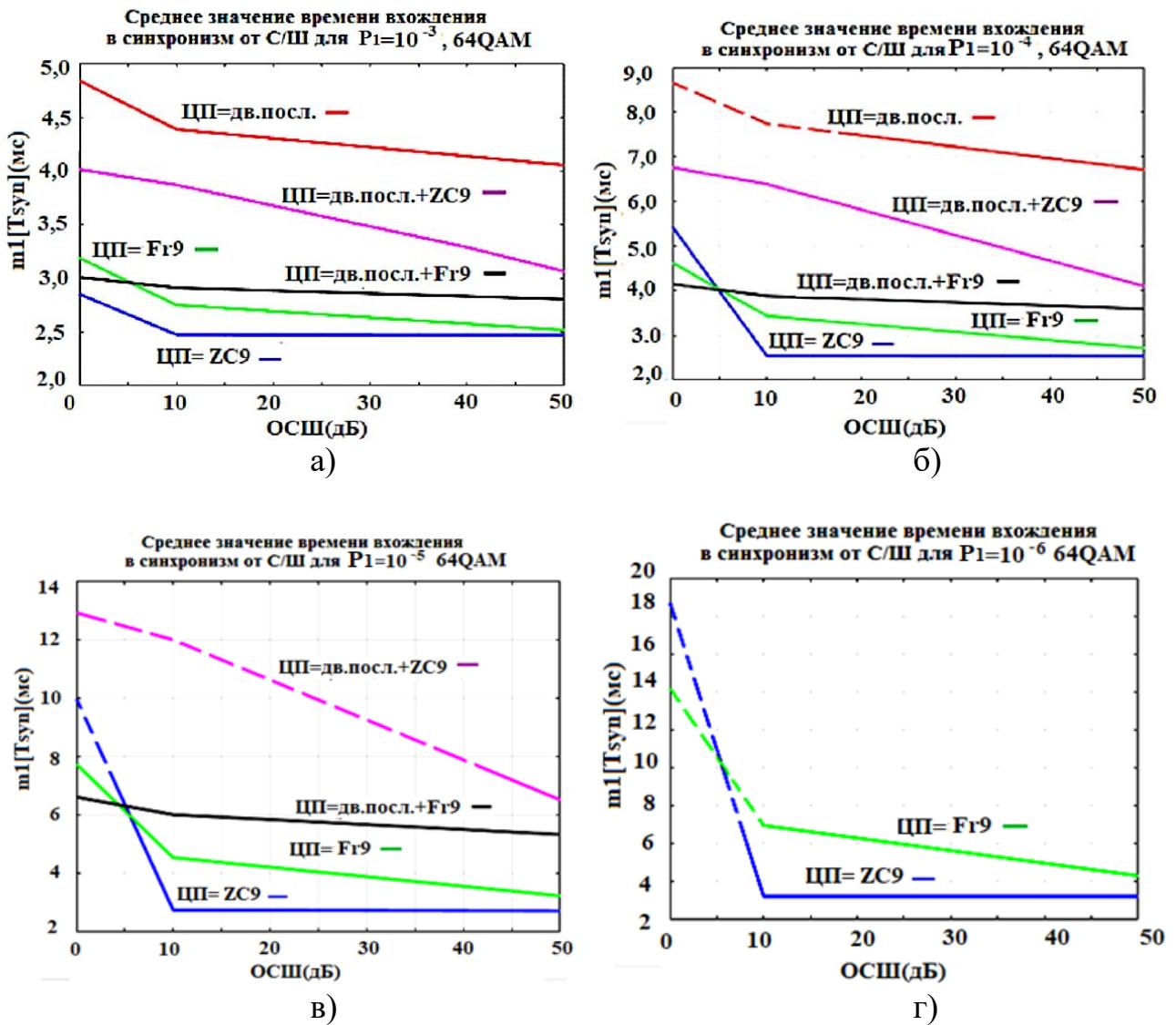


Рисунок 3.12 – Графики зависимости $M1\{T_{SYN}\}$ от ОСШ(дБ) для рассмотренных случаев заполнения конца символа и модуляции информационных данных символов 64QAM а) – $P_1 = 10^{-3}$, б) – $P_1 = 10^{-4}$, в) – $P_1 = 10^{-5}$, г) – $P_1 = 10^{-6}$

Результаты анализа значения $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от ОСШ для вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$ и заполнения концов OFDM символов с числом элементов $K = 9$ последовательностями $ZC(2, 9), Fr(8, 9)$ или их суммой с модулированными $QPSK$ или $64QAM$ информационными данными $ZC(2, 9) + (D9 - bit), Fr(8, 9) + (D9 - bit)$, а

также в базовом варианте построения символов ($D9 - bit$) в Рэлеевском канале с Допплеровским смещением частоты $F_{dop}=100\text{Гц}$ приведены на рисунках 3.11, 3.12, на которых не отражены графики при $MF < H_r$. Если же для части значений P_1 и ОСШ условие $MF \geq H_r$ выполняется, а для остальных – нет, то часть графика, где $MF < H_r$, выполнена пунктиром.

Анализ полученных данных в Рэлеевском канале позволяет сделать следующее заключение.

Как видно из представленных графиков на рисунках 3.11, 3.12 оценка времени синхронизации по границам символов $M1\{T_{SYN}\}$ при различных ОСШ (0дБ, 10дБ, 50дБ) при $P_1 = 10^{-3}$ для разработанного метода в варианте формирования ЦП из многофазных последовательностей $ZC9, Fr9$ меньше в 1,48 – 3,0 раза для $QPSK$ и в 1,53 – 2,64 раза для $64QAM$ модуляции информационных данных по сравнению с базовым вариантом. В вариантах формирования ЦП из суммы модулированных информационных данных и многофазных последовательностей $ZC9 + (D9 - bit), Fr9 + (D9 - bit)$ – в 1,4 – 2,5 раза для $QPSK$ и в 1,44 ... 1,87 раза для $64QAM$ меньше в сравнении с базовом варианте формирования ЦП символов OFDM. При этом, базовый вариант формирования символов OFDM возможно использовать только до варианта $P_1 = 10^{-4}$ и $10\text{дБ} < \text{ОСШ} \leq 50\text{дБ}$ без нарушения условия $MF \geq H_r$.

Из рисунков 3.11, 3.12 видно, что одно из ключевых преимуществ разработанного метода синхронизации заключается в высокой помехоустойчивости, что обеспечивает робастность при $P_1 = 10^{-5}, P_1 = 10^{-6}$ в условиях $0\text{дБ} \leq \text{ОСШ} \leq 10\text{дБ}$ и $0\text{дБ} \leq \text{ОСШ} \leq 50\text{дБ}$ соответственно.

Проведённые исследования показали, что среди CAZAC последовательностей короткие последовательности Fr обладают лучшими характеристиками для разработанного метода синхронизации.

Из данных таблиц и графиков следует, что применение разработанного метода позволяет работать с более низкими величинами P_1 и ОСШ, что означает решение задачи повышения помехоустойчивости при корреляционных методах синхронизации в случае заполнения конца OFDM символов многофазными

последовательностями $ZC(2, 9)$ и $Fr(8, 9)$, либо их суммой с информационными данными конца символов.

Следует отметить, что ОСШ практических применений в системах связи поколений 3G, 4G определяется параметром качества связи SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) – отношение мощности полезного сигнала стандарта 4G к сумме мощностей шума и помех, эквивалентного ОСШ и измеряемого в дБ [88, 89]. Отличное качество связи при значении $ОСШ > 20$ дБ, хорошее – при значении 13 дБ $<$ $ОСШ \leq 20$ дБ, нормальное – при значении 0 дБ $<$ $ОСШ \leq 13$ дБ [88]. На практике для достижения удовлетворительного качества связи определяется значение $ОСШ > 8$ дБ [89].

В системах связи [18], как правило, часто используются значения вероятности ложной тревоги $P_1 \sim 10^{-2}, 10^{-3}$. В рамках диссертационных исследований анализировались оценки $M1\{T_{SYN}\}$ при практически применяемых значениях $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}$ и условии выполнения соотношения $MF \geq Hr$ во всех вариантах формирования ЦП при заполнении элементов концов OFDM символов многофазными последовательностями $ZC(2, 9)$ и $Fr(8, 9)$, либо их суммой с информационными данными с модуляцией $QPSK/64QAM$.

При случайной потере синхронизации и отсутствии синхронизации в течении нескольких миллисекунд происходит нарушение работы сигналов управления и взаимодействия (далее – СУВ) [92, 93], в результате которого возможно разъединение абонентов. Разработанный метод синхронизации сокращает время восстановления синхронизации по границам OFDM символов при ее случайной потере с 4,5мс – 8мс (при базовом варианте построения символов) до 2,5мс – 3,5мс, что с высокой вероятностью может предотвратить потерю синхронизации и сохранение положения пользователя в "очереди" на обслуживание на логических уровнях систем связи.

Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей заполнения концов символов с числом элементов $K = 15(16)$ всех исследуемых видов последовательностей для интервала числа поднесущих центральной части частотного диапазона кадра LTE DL $N = 72$ представлены: в таблице 3.2 для

вариантов заполнения концов символов ($D - bit, Mseq, ZC, Fr$); в таблице 3.3 для .вариантов ($D - bit, Mseq + (D - bit), ZC + (D - bit), Fr + (D - bit)$) при прохождении кадра LTE DL через Рэлеевский канал с добавлением АБГШ с ОСШ=0дБ, 10дБ, 50дБ, профилями задержек ETU , Допплеровским смещением частоты 100Гц, $QPSK$ модуляцией информационных данных пользователей, значением вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}$.

Таблица 3.2 – Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от величины ОСШ для последовательностей заполнения ЦП и концов символов с $K = 15(16)$

D-bit, Mseq, ZC, Fr K=15/16	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(\text{мс})$ $P_1=10^{-3}$
ОСШ=50дБ, $F_{dopp}=0,01\text{Гц}$					
D-bit (15)	3.167	0.1119	6 ($\lambda_P=25\%$)	2/ $d_l=(\pm 13)$ врем. отсч.	2,9065
Mseq (15)	3.3572	0.1432	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,7152
ZC (11,15)	5.3811	0.0874	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,4616
Fr (11,16)	6.0356	0.1457	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,46157
ОСШ=10дБ, $F_{dopp}=100\text{Гц}$					
D-bit (15)	2.3914	0.1137	6 ($\lambda_P=25\%$)	2/ $d_l=(\pm 15)$ врем. отсч.	5.5913
Mseq (15)	3.1045	0.1204	6	6/ $d_l=(1-3)$ врем. отсч.	3,0029
ZC (11,15)	4.9964	0.1075	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,46175
Fr (11,16)	5.6014	0.1531	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,4615
ОСШ=0дБ, $F_{dopp}=100\text{Гц}$					
D-bit (15)	2.3532	0.2001	6 ($\lambda_P=25\%$)	4/ $d_l=(4-20)$ врем. отсч.	5,8897
Mseq (15)	2.7747	0.1972	4 ($\lambda_P=25\%$)	4/ $d_l=(1-4)$ врем. отсч.	3,4321
ZC (11,15)	3.9107	0.2092	6 ($\lambda_P=40\%$)	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,4988
Fr (11,16)	4.4377	0.1940	6	6/ $d_l=(1-2)$ врем. отсч.	2,4652

Таблица 3.3 – Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от величины ОСШ для суммы информационных и $CAZAC$ или $Mseq$ последовательностей с $K = 15(16)$

D-bit, Mseq, ZC, Fr K=15/16	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(\text{мс})$ $P_1=10^{-3}$
ОСШ=50дБ, $F_{dopp}=0,01\text{Гц}$					

Продолжение таблицы 3.3

D-bit, Mseq, ZC, Fr K=15/16	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(mc)$ $P_1=10^{-3}$
D-bit (15)	2.5421	0.1347	6 ($\lambda_P=25\%$)	6/ $d_{l \max} \pm 20$ врем. отсч.	4,6766
Mseq (15) +D15	2.8199	0.1847	8	8/ $d_{l \max} \pm 10$ врем. отсч.	3,59
ZC (11,15) +D15	4.9552	0.2109	6	8/ $d_l = \pm 1$ врем. отсчет	2,462
Fr (11,16) +D16	4.6276	0.2390	6	8/ $d_l = \pm 1$ врем. отсчет	2,463

ОСШ=10дБ, Fdopp=100Гц					
Mseq (15) +D15	2.7892	0.1849	6 ($\lambda_P=25\%$)	6/ $d_l = \pm 1$ врем. отсчет	3,678
ZC (11,15) +D15	4.5746	0.1681	6	6/ $d_l = \pm 1$ врем. отсчет	2,463
Fr (11,16) +D16	4.2068	0.2117	6	6/ $d_l = \pm 1$ врем. отсчет	2,4721

ОСШ=0дБ, Fdopp=100Гц					
Mseq (15) +D15	2.7738	0.3795	2 ($\lambda_P=13\%$)	2/ $d_{l \max} \pm 20$ врем. отсч.	3,739
ZC (11,15) +D15	3.3289	0.3676	6 ($\lambda_P=17\%$)	6/ $d_l = \pm (1-2)$ врем.отсч.	2,74
Fr (11,16) +D16	3.1773	0.3903	6 ($\lambda_P=14\%$)	6/ $d_l = \pm (1-2)$ врем.отсч.	2,894

Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей с числом элементов $K = 15(16)$ отражены на графиках рисунков 3.13, 3.14

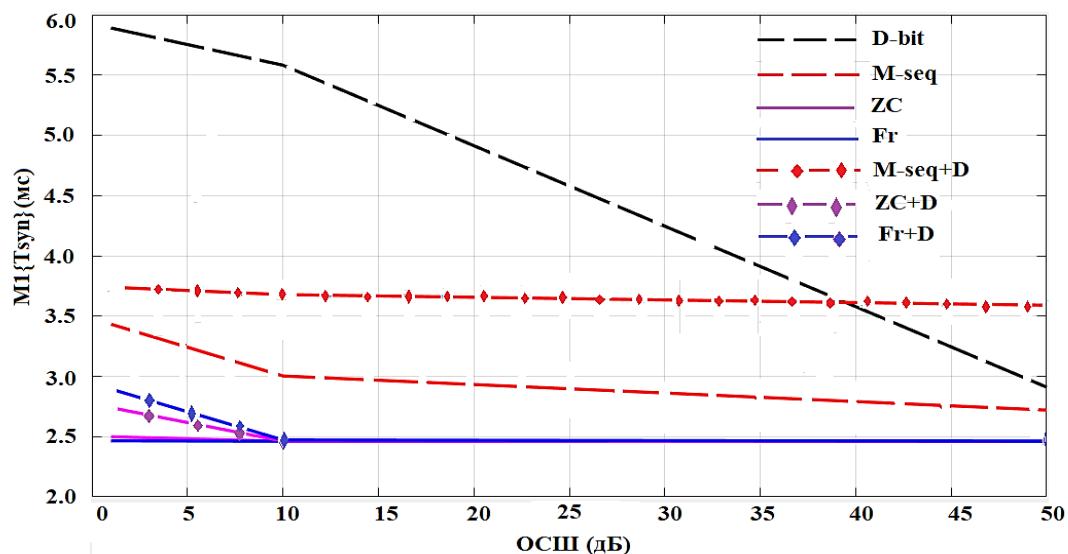


Рисунок 3.13 – Графики $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от ОСШ для вариантов заполнения ЦП символов OFDM полукадра LTE DL M -последовательностями – красный пунктир, ZC – сиреневая линия, Fr – синяя линия, суммой M - и информационных данных ($M_{seq} + D$) – красный штрих-пунктир, суммой ZC и информационных данных ($ZC+D$) – сиреневый штрих-пунктир, суммой Fr и информационных данных ($Fr+D$) – синий штрих-пунктир, базовый вариант – чёрный пунктир, число элементов $K=15/16$, $P_1=10^{-3}$

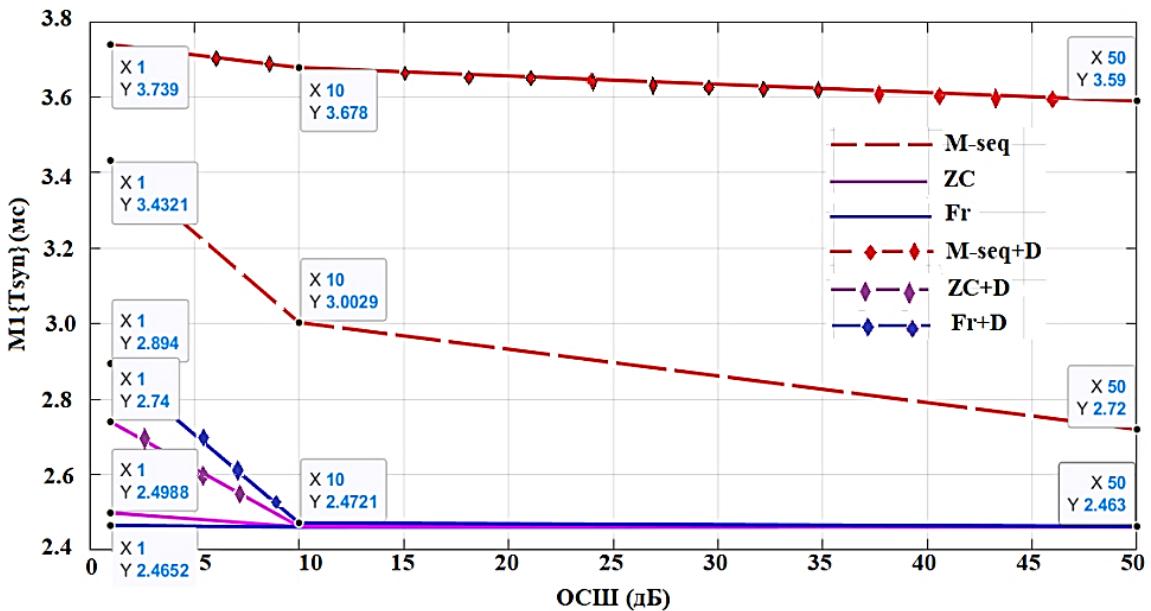


Рисунок 3. 14 – Графики величин $M1\{T_{SYN}\}$ в увеличенном формате в зависимости от ОСШ для вариантов заполнения ЦП символов OFDM полукадра LTE DL M -последовательностями – красный пунктир, ZC – сиреневая линия, Fr – синяя линия, суммой M - и информационных данных ($Mseq+D$) – красный штрих-пунктир, суммой ZC и информационных данных ($ZC+D$) – сиреневый штрих-пунктир, суммой Fr и информационных данных ($Fr+D$) – синий штрих-пунктир, число элементов $K=15/16$, $P_1=10^{-3}$.

Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей с числом элементов $K = 63(64)$ представлены в таблице 3.4 для вариантов заполнения концов символов ($D - bit, Mseq, ZC, Fr$); в таблице 3.5 для вариантов ($D - bit, Mseq + (D - bit), ZC + (D - bit), Fr + (D - bit)$) при прохождении кадра LTE DL через Рэлеевский канал с добавлением АБГШ с ОСШ=0дБ, 10дБ, 50дБ, профилями задержек ETU , Допплеровским смещением частоты 100Гц, $QPSK$ модуляцией информационных данных пользователей, значением вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}$.

Таблица 3.4 – Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от ОСШ для последовательностей заполнения ЦП и концов символов с $K = 63(64)$

D-bit, Mseq, ZC, Fr $K=63/64$	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l= l_i - l_{i-1} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}$ (мс) $P_1=10^{-3}$
ОСШ=50дБ, $F_{doppl}=0,01\Gamma$					
D-bit (63)	3.4308	0.1494	2 ($\lambda_P = 35\%$)	$2/d_l = (2-3)$ врем. отсч.	2.68
Mseq (63)	8.9159	0.1315	6	$6/d_l = 1$ врем. отсчет	2.465
ZC (47,63)	12.3133	0.1562	6	$6/d_l = 1$ врем. отсчет	2.4

Продолжение таблицы 3.4

D-bit, Mseq, ZC, Fr K=63/64	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(\text{мс})$ $P_1=10^{-3}$
Fr (47,64)	16.1307	0.1522	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.4
ОСШ=10дБ, Fdopp=100Гц					
D-bit (63)	2.3471	0.1137	8 ($\lambda_P = 35\%$)	2/ $d_l = (3-4)$ врем. отсч.	5.8897
Mseq (63)	7.8909	0.0994	6	6/ $d_l = (1-3)$ врем. отсч.	2.472
ZC (47,63)	9.9404	0.1190	6	6/ $d_l = (1-2)$ врем. отсч.	2.461
Fr (47,64)	13.9725	0.0984	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.461
ОСШ=0дБ, Fdopp=100Гц					
D-bit (63)	2.3023	0.1378	9 ($\lambda_P = 25\%$)	9/ $d_l \pm 10$ врем. отсч.	6.3024
Mseq (63)	3.6325	0.1132	6	6/ $d_l = (1-2)$ врем. отсч.	2.571
ZC (47,63)	5.0490	0.1285	6	6/ $d_l = (1-2)$ врем. отсч.	2.4617
Fr (47,64)	6.1159	0.1174	6	6/ $d_l = (1-2)$ врем. отсч.	2.461

Таблица 3.5 – Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от величины ОСШ для суммы информационных и CAZAC последовательностей заполнения ЦП и концов символов с $K = 63(64)$

D-bit, Mseq+D, ZC+D, Fr+D K=63/64	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(\text{мс})$ $P_1=10^{-3}$
ОСШ=50дБ, Fdopp=0,01Гц					
D-bit (63)	3.4308	0.1494	2 ($\lambda_P = 35\%$)	2/ $d_l = 3$ врем. отсчета	2.6
Mseq (63) +D63	6.3281	0.1430	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.4615
ZC (47,63) +D63	8.7098	0.3415	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.46
Fr (47,64) +D64	8.1411	0.1259	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.461
ОСШ=10дБ, Fdopp=100Гц					
D-bit (63)	2.3471	0.1137	8 ($\lambda_P = 35\%$)	2/ $d_l = 3$ врем. отсчета	5.8897
Mseq (63) +D63	5.1303	0.1459	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.4616
ZC (47,63) +D63	7.4799	0.3088	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.461
Fr (47,64) +D64	6.8449	0.1518	6	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2.461
ОСШ=0дБ, Fdopp=100Гц					
D-bit (63)	2.3023	0.1378	9 ($\lambda_P = 15\%$)	9/ $d_{l_{\max}} \pm 10$ врем. отсч.	6.3024

Продолжение таблицы 3.5

D-bit, Mseq+D, ZC+D, Fr+D K=63/64	MF	λ – Пороговое значение	Число пиков АКФ ЦП	Число пиков, прошедших порог/ $d_l = l_i - l_{et} $ врем. отсч.	$M1\{T_{SYN}\}(\text{мс})$ $P_1=10^{-3}$
Mseq (63) +D63	3.6615	0.3679	6 ($\lambda_P = 17\%$)	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2,556
ZC (47,63) +D63	5.4758	0.4685	6 ($\lambda_P = 20\%$)	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2,4617
Fr (47,64) +D64	4.7435	0.3592	6 ($\lambda_P = 25\%$)	6/ $d_l = 1$ врем. отсчет	2,4623

В таблицах 3.2 – 3.5 в столбце "Число пиков АКФ ЦП" в скобках указано λ_P – значение порога в процентах от суммы мощностей сигналов на интервале ЦП, усредненной по значениям временных отсчетов ЦП 7 символов слота (для кадра LTE). Если значение λ_P в соответствующем столбце таблицы отсутствует, то значение порога λ (представленного в столбце "λ – Пороговое значение") рассчитывается согласно выражению (3.20) и представляет собой половину суммы мощностей сигналов на интервале ЦП.

Результаты оценки значений $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей с числом элементов $K = 63(64)$ и различными вариантами заполнения концов символов отражены на графиках рисунков 3.15, 3.16

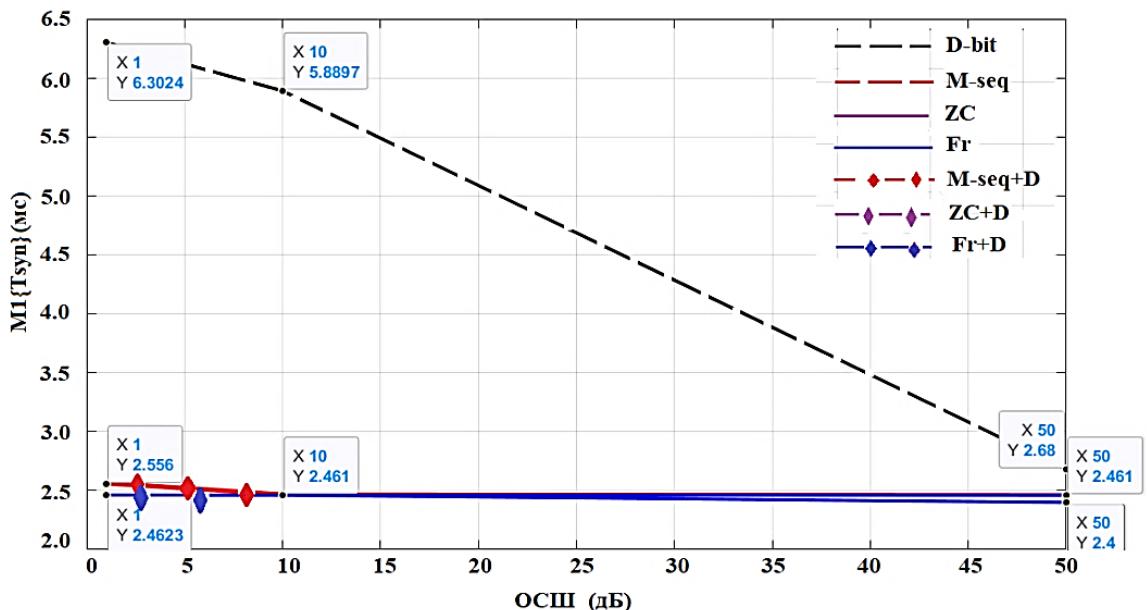


Рисунок 3.15 – Графики $M1\{T_{SYN}\}$ в зависимости от ОСШ для вариантов заполнения ЦП символов OFDM M -последовательностями – красный штрих-пунктир, ZC – сиреневая линия, Fr – синяя линия, суммой M - и двоичных данных (Mseq+D) – красный штрих-пунктир, суммой ZC и двоичных данных (ZC+D) – сиреневый штрих-пунктир, суммой Fr и двоичных данных (Fr+D) – синий штрих-пунктир; базовый вариант без модификации символов – чёрный пунктир, число элементов $K=63/64$, $P_1=10^{-3}$

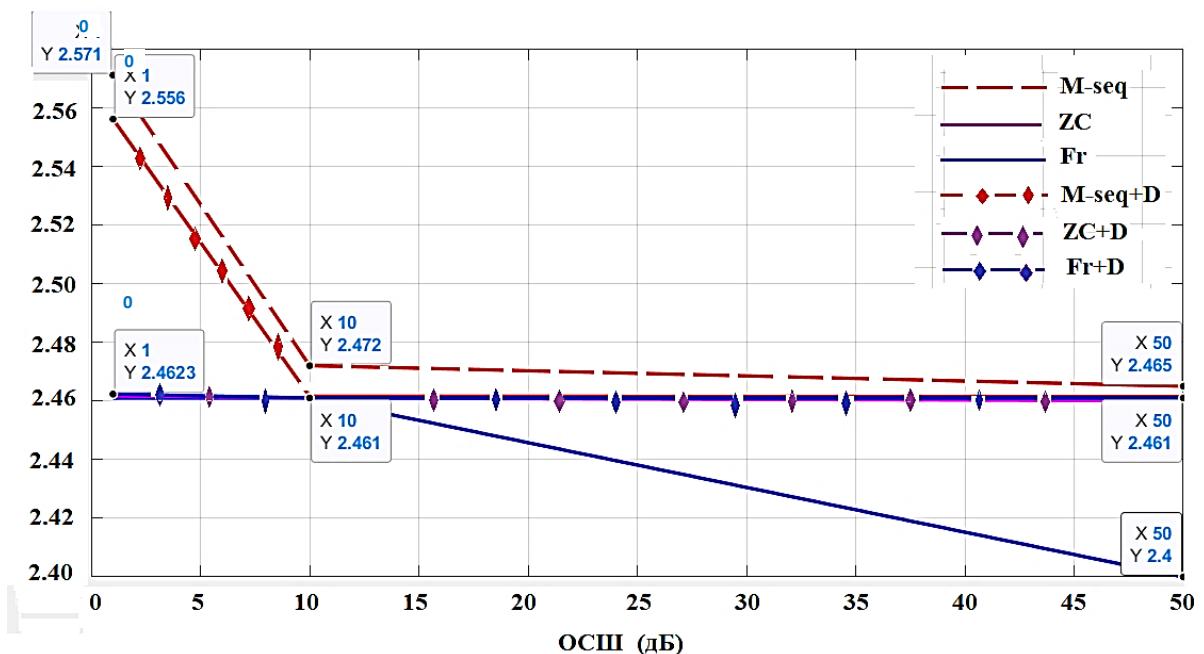


Рисунок 3.16—Графики величин $M1\{Tsyn\}$ в зависимости от ОСШ в увеличенном формате для вариантов заполнения ЦП символов OFDM M -последовательностями – красный пунктир, ZC – сиреневая линия, Fr – синяя линия, суммой M - и информационных данных ($Mseq+D$) – красный штрих-пунктир, суммой ZC и информационных данных ($ZC+D$) – сиреневый штрих-пунктир, суммой Fr и информационных данных ($Fr+D$) – синий штрих-пунктир, число элементов последовательностей $K=63/64$, $P_1=10^{-3}$

Следует отметить, что заполнение концов символов ресурсной сетки кадра суммой $CAZAC$ последовательностей и данных пользователей приводит к некоторому уменьшению помехоустойчивости для пользователей ресурсами центрального частотного диапазона. Для минимизации потерь помехоустойчивости при заполнении концов символов выбираются короткие $CAZAC$ последовательности. Наиболее всесторонне были исследованы последовательности Фрэнка и Задова-Чу с числом элементов 9. Но вполне допустимо и увеличить число элементов до 15. Грубая теоретическая оценка помехоустойчивости проводится из следующих соображений.

При нормированной мощности сигнала передаваемого кадра и равной амплитуде всех 72 поднесущих центрального частотного диапазона величина одной поднесущей равна $P_{1fsc} = 1/72 = 0,0138889$

При длине $CAZAC$ последовательности $K = 9$ к сигналу прибавляются еще 9 поднесущих. При том же нормировании сигнала кадра величина каждой поднесущей равна $P_{2fsc} = 1/81 = 0,0123457$, т.е. ОСШ уменьшается в 1,12 раз

или на 0,511дБ. Подобная оценка для $K = 15$ дает результат уменьшения ОСШ в 1,208 раз или на 0,822дБ. В [46] показано, что снижение помехоустойчивости вследствие фазового шума не должно превышать 1,0дБ. В диссертационной работе это значение принимается за ориентировочную величину допустимого снижения помехоустойчивости. При $K = 9$ результат снижения помехоустойчивости вполне допустим. При $K = 15$ ухудшение помехоустойчивости еще допустимо. Таким образом, применение *CAZAC* последовательностей длиной $K = 9 \dots 15$ допустимо без значительного уменьшения помехоустойчивости для пользователей ресурсами центрального частотного диапазона кадра LTE DL.

По результатам оценок $M1\{T_{SYN}\}$ OFDM символов в Рэлеевском канале для вариантов заполнения ЦП и концов символов *CAZAC* последовательностями или их суммой с информационными данными пользователей в сравнении с базовым вариантом без модификации символов, либо вариантом прототипа заполнения ЦП M -последовательностями или их суммой с информационными данными можно сделать следующие выводы:

- при применении коротких ($K = 15/16$) и длинных ($K = 63/64$) *CAZAC* последовательностей, либо их суммы с информационными данными концов символов, восстанавливаемых на приемной стороне, время синхронизации по пикам циклической АКФ ЦП на интервале слота из 7 символов меньше в 1,05 – 2,6 раз по отношению к базовому варианту без модификации символов, либо в 1,04 – 1,5 раза по отношению к варианту прототипа заполнения ЦП M -последовательностями и их суммой с информационными данными в зависимости от значения ОСШ и выбора последовательности или комбинации последовательностей;

- *MF* АКФ ЦП для коротких ($K = 15/16$) *CAZAC* последовательностей заполнения концов символов кадра или их суммы с информационными данными выше в 1,9 – 2,3 раза по сравнению с *MF* АКФ ЦП в базовом варианте и в 1,2 – 1,8 раз выше по сравнению с заполнением концов символов кадра M -последовательностями той же длины;

- MF АКФ ЦП для длинных ($K = 63/64$) $CAZAC$ последовательностей заполнения концов символов кадра или их суммы с информационными данными выше в 2,4 – 5,9 раз по сравнению с MF АКФ ЦП в базовом варианте и в 1,4 – 1,8 раз выше по сравнению с заполнением концов символов кадра M -последовательностями той же длины;
- амплитуда и распределение пиков по слоту для циклической АКФ ЦП в базовом варианте таковы, что необходимо снижение величины порога λ (выражение 3.20) с 50% от средней мощности суммы амплитуд временных отсчетов ЦП символов слота до 35%...15% при значениях ОСШ (0дБ, 10дБ, 50дБ). При низких значениях ОСШ число пиков нестабильно, возникает $\sim 30\%$ ложных пиков;
- в варианте заполнения ЦП M -последовательностями и их суммой с информационными данными также встречаются случаи необходимости снижения величины порога λ до 13% – 17% от средней мощности суммы сигналов ЦП символов слота при значении ОСШ=0дБ (см. таблицы 3.3, 3.5);
- в вариантах применения $CAZAC$ последовательностей необходимость снижения порога востребована реже, что определяет более высокую помехоустойчивость разработанного метода синхронизации по пикам АКФ ЦП при заполнении конца символов $CAZAC$ последовательностями, при этом точность синхронизации по границам символов для базового и варианта M -последовательностей \sim в 10 раз хуже, чем при применении $CAZAC$ последовательностей;
- в случае числа элементов $K = 63/64$ значения $M1\{T_{SYN}\}$ для вариантов применения M - и $CAZAC$ последовательностей сближаются, но $CAZAC$ последовательности в общем, а Fr – в частности являются более предпочтительными для синхронизации по границам OFDM символов;
- учитывая результаты оценки уменьшения помехоустойчивости для пользователей ресурсами центрального частотного диапазона кадра LTE DL, целесообразно применять короткие $CAZAC$ последовательности ($K = 9 \dots 15$) при

заполнении концов символов ресурсной сетки кадра их суммой с информационными данными пользователей.

3.5.4 Результаты оценки относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов

Результаты оценки относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов получены путём имитационного моделирования прохождения OFDM символов кадра LTE DL канала связи и вычислений относительного частотного смещения поднесущих по формулам (2.8), (3.15) для вариантов заполнения конца символов:

- информационными данными $D - bit$ (базовый вариант),
- последовательностями ZC .

Условия моделирования:

- прохождение кадра OFDM символов через идеальный канал для варианта заполнения концов символов исследуемыми последовательностями с числом элементов $K = 9, 13, 17, 37$;
- прохождение кадра OFDM символов канала с Рэлеевскими замираниями и добавлением АБГШ ОСШ = 0дБ, 10дБ, в случае заполнения конца символов последовательностями $ZC(5,9)$, $ZC(13,17)$ и случае без модификации символов кадра (базовый вариант).

В случае заполнения ЦП информационными последовательностями, их корреляционные характеристики усредняются по 10 вариантам последовательностей для каждого числа элементов K . Обоснование величины шага изменения относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов ε_{PSP} и вывод выражения (3.15) взаимосвязи ε_{PSP} и ε_{ZC} рассмотрены в подразделе 3.3.4.

Параметры Рэлеевского канала связи в режиме "медленных" замираний:

- частота дискретизации OFDM символа во временной области – $(1/1920000)$ с = 0.52мкс;
- максимальная частота Допплеровского сдвига несущей частоты сигнала – 80Гц с учетом приоритета актуальности профилей задержек ETU, EPA;
- 8 путей распространения сигнала;
- значения задержек по путям распространения (с): 0; $1,7e - 7$; $5,2e - 7$; $1,6e - 6$; $5,1e - 6$; $8,1e - 6$; $1,1e - 5$; $1,5e - 5$;
- значения коэффициентов затухания по путям распространения (дБ): $-0,5$; $-1,7$; $-2,2$; $-2,6$; $-3,1$; $-4,1$; $-5,6$; $-6,6$.

При моделировании прохождения кадра Рэлеевского канала производилось изменение параметров канала в пределах 30% от первоначальных значений. Усреднение величины MF проводилось по 70 OFDM символам полукадра на интервале слота. Результаты моделирования и получения оценок ε_{ZC} для варианта идеального канала представлены в [85]. На основе полученных оценок на рисунке 3.17 представлен график относительного смещения полосы частот ε_{ZC} OFDM символа с заполнением конца символа последовательностями $ZC(K = 9, 13, 17, 37)$ относительно ε_{PSP} для OFDM символов без модификации символов.

Результаты испытаний при прохождении Рэлеевского канала кадром OFDM символов с заполнением концов символов последовательностями с числом элементов $K = 9, 17$ также представлены в [85] для вариантов ОСШ = 10дБ и ОСШ = 0дБ. На рисунке 3.18 представлен график относительного смещения частоты ε_{ZC} при заполнении концов символов последовательностями $ZC(K = 9, 17)$ относительно ε_{PSP} для OFDM символов без модификации концов символов для варианта прохождения кадром канала связи с Рэлеевскими замираниями в вариантах добавления АБГШ – ОСШ = 0дБ, 10дБ.

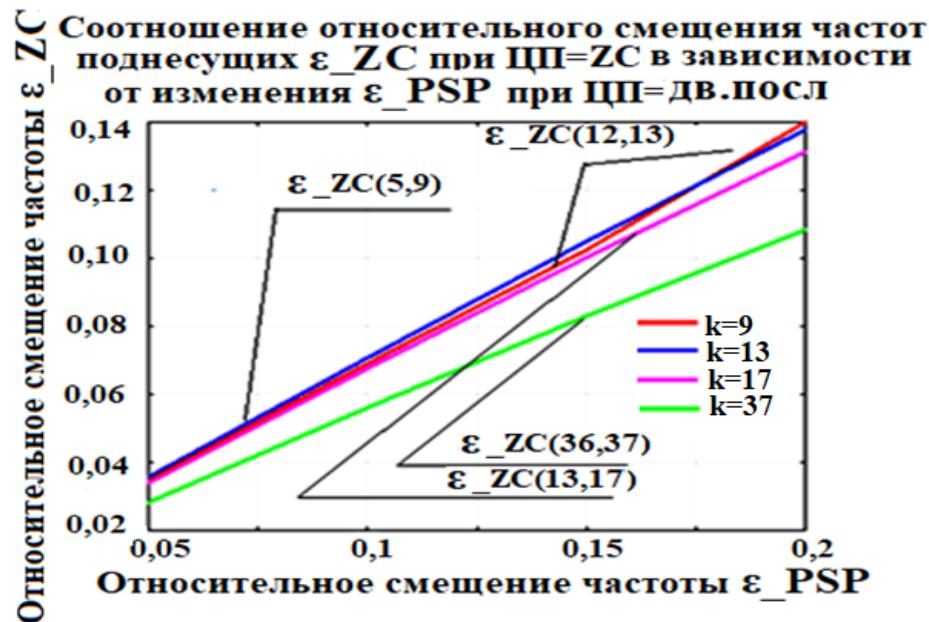


Рисунок 3.17 – График относительного смещения частоты ϵ_{ZC} для варианта заполнения концов символов последовательностями $ZC(K = 9, 13, 17, 37)$ относительно ϵ_{PSP} в варианте без модификации концов символов

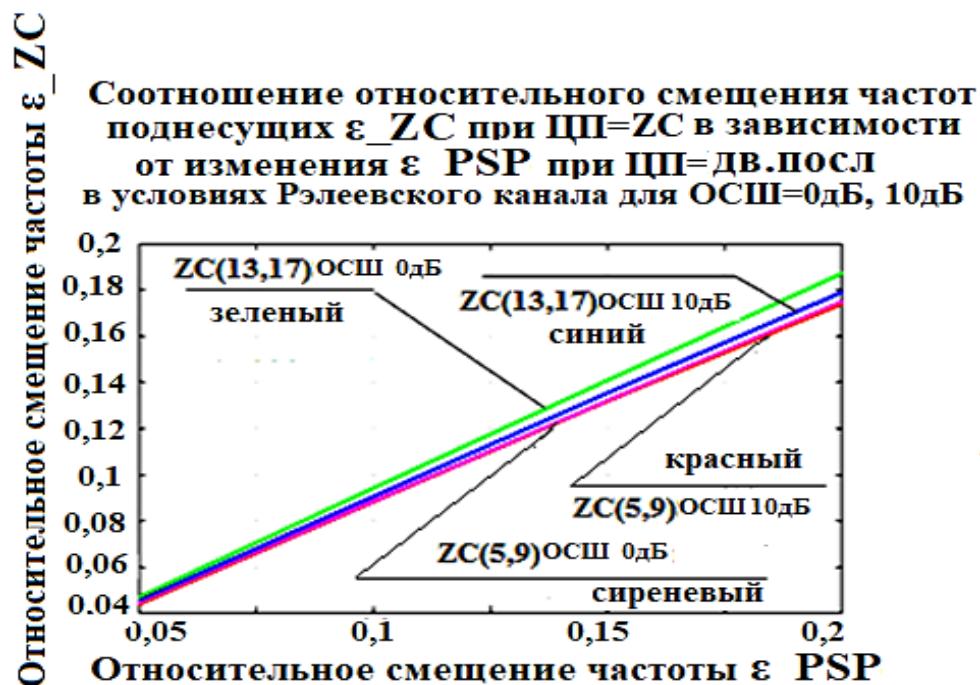


Рисунок 3.18 – График относительного смещения частоты ϵ_{ZC} для варианта заполнения концов символов последовательностями $ZC(K = 9, 17)$ относительно ϵ_{PSP} для варианта без модификации концов символов при прохождении кадра с Рэлеевскими замираниями и добавлением АБГШ в случаях $ОСШ = 0дБ, 10дБ$.

По полученным результатам, приведённым в таблицах [85] и графиках, можно сделать вывод об уменьшении величины оценки относительного частотного смещения ε_{ZC} при заполнении конца символов последовательностями ZC по сравнению с величиной оценки относительного смещения частоты ε_{PSP} без модификации символов [85]:

- в 1,4 – 1,847 раз для случая идеального канала и числа элементов последовательностей $K = 9, 13, 17, 37$;
- в 1,1 – 1,149 раз для случая заполнения концов символов OFDM $ZC(K = 9, 17)$ при прохождении кадром канала связи с Рэлеевскими замираниями и добавлением АБГШ в варианте ОСШ = 10дБ;
- в 1,062 – 1,144 раз для случая заполнения концов символов OFDM $ZC(K = 9, 17)$ при прохождении канала связи с Рэлеевскими замираниями и добавлением АБГШ в варианте ОСШ = 0дБ.

Полученные результаты свидетельствуют о меньшей величине частотного смещения в варианте заполнения конца OFDM символов CAZAC последовательностями на примере последовательностей ZC по сравнению с базовым вариантом формирования символов кадра LTE DL в сложных условиях прохождения канала с Рэлеевскими замираниями и низким ОСШ. Более подробно результаты моделирования представлены в работе [85].

3.5.5 Результаты оценки дробного фазового смещения поднесущих символов

Результаты оценки дробной части фазового сдвига для 1-ой поднесущей (f_{sc1}) OFDM символов центральной части частотного диапазона "окна" приема кадра LTE DL, вычисляемые из выражения (3.18), представлены в таблицах 3.6, 3.7 для следующих условий проведения имитационного моделирования:

- варианты заполнения конца OFDM символов "окна" приема кадра
 - 1) без модификации конца OFDM символов,

- 2) с заполнением конца символов элементами $ZC(2, 9)$;
- варианты профилей задержек моделей Рэлеевского канала связи для кадра LTE DL [72]: ETU, EVA, EPA с добавлением АБГШ ОСШ = 0дБ, 10дБ.

Таблица 3.6 – Результаты оценки дробной части фазового сдвига для 1-ой поднесущей после прохождения кадра Рэлеевского канала с ОСШ = 10дБ

l_{et} – этал. номер врем. отсч	ETU $dl(n)$ ZC	ETU $\Delta\varphi$ (rad) ZC	ETU $dl(n)$ $D-bit$	ETU $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	EVA $dl(n)$ ZC	EVA $\Delta\varphi$ (rad) ZC	EVA $dl(n)$ $D-bit$	EVA $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	EVA $dl(n)$ ZC	EPA $dl(n)$ ZC	EPA $\Delta\varphi$ (rad) ZC	EPA $dl(n)$ $D-bit$	EPA $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
137	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
274	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
411	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
548	-18	-0,86	-69	-3,39	-68	-3,31	-81	-3,97	-6	-0,294	-46	-2,25		
685	-18	-0,86	-69	-3,33	-68	-3,31	-81	-3,97	-6	-0,294	-46	-2,25		
822	-19	-0,92	-69	-3,39	-68	-3,31	-81	-3,97	-6	-0,294	-46	-2,25		

Таблица 3.7 – Результаты оценки дробной части фазового сдвига для 1-ой поднесущей после прохождения кадра Рэлеевского канала с ОСШ = 0дБ

l_{et} – этал. номер врем. отсч	ETU $dl(n)$ ZC	ETU $\Delta\varphi$ (rad) ZC	ETU $dl(n)$ $D-bit$	ETU $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	EVA $dl(n)$ ZC	EVA $\Delta\varphi$ (rad) ZC	EVA $dl(n)$ $D-bit$	EVA $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	EVA $dl(n)$ ZC	EPA $dl(n)$ ZC	EPA $\Delta\varphi$ (rad) ZC	EPA $dl(n)$ $D-bit$	EPA $\Delta\varphi$ (rad) $D-bit$	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
137	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
274	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
411	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
548	-21	-0,996	-71	-3,5	-68	-3,31	-81	-3,97	-7	-0,343	-58	-2,86		
685	-20	-0,996	-72	-3,5	-68	-3,31	-81	-3,97	-7	-0,343	-58	-2,86		
822	-20	-0,992	-72	-3,5	-68	-3,31	-81	-3,97	-7	-0,343	-58	-2,86		

В таблицах 3.6, 3.7 l_{et} – номер временного отсчета идеального положения пиков циклической АКФ ЦП OFDM символов "окна" приема кадра, $dl(n) = l(n) - l_{et}$ – число временных отсчетов положения пика АКФ ЦП $l(n)$ от

идеального при условии превышения пиком порогового уровня; n – номер поднесущей, в данном случае $n = 1$. Пороговое значение вычисляется из выражения (3.20) и составляет половину нормированной величины пиков циклической АКФ ЦП. $\Delta\phi$ (rad) – усреднённая на интервале слота "окна" приема кадра LTE DL значение дробного фазового смещения первой поднесущей от ее идеального положения в радианах.

На рисунке 3.19 приведены графики дробной части фазового смещения первой поднесущей OFDM символов $\Delta\phi(m_{Sl})$ от идеального значения фазы поднесущей в соответствии с номером символа слота $1 \leq m_{Sl} \leq 7$ "окна" приема кадра LTE DL, представленного временными интервалами символов слота по горизонтальной оси графиков. Оценка выполнена для профилей задержки Рэлеевского канала ETU, EVA, EPA с АБГШ (ОСШ=0дБ, 10дБ).

На рисунке 3.20 приведены графики циклической АКФ ЦП с заполнением конца символов элементами последовательности $ZC(2, 9)$ и циклической АКФ ЦП в базовом варианте без модификации символов для профилей задержек моделей Рэлеевского канала ETU, EVA, EPA, значение ОСШ = 10дБ.

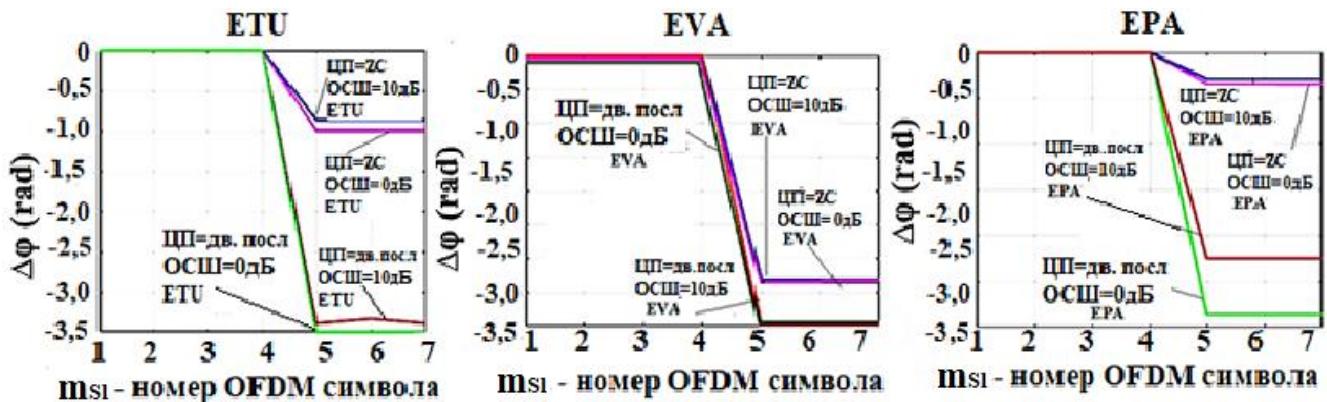


Рисунок 3.19 – Графики дробной части фазового смещения $\Delta\phi(m_{Sl})$ первой поднесущей для профилей задержек ETU (слева), EVA (в центре), EPA (справа); m_{Sl} – номер символа слота. Варианты заполнения концов символов – $ZC(2, 9)$ – синий цвет (ОСШ = 10дБ), $ZC(2, 9)$ – сиреневый цвет – (ОСШ = 0дБ); $D9$ – bit – красный цвет (ОСШ = 10дБ), $D9$ – bit – зеленый цвет (ОСШ = 0дБ)

Результаты оценки дробной части фазового смещения для 1-ой – 6-ой и 36-ой поднесущих ($f_{sc1} - f_{sc6}, f_{sc36}$) OFDM символов центральной части частотного

диапазона "окна" приёма кадра LTE DL, вычисляемые из выражения (3.18) для тех же условий представлены в [91] и таблицах Приложения Б.

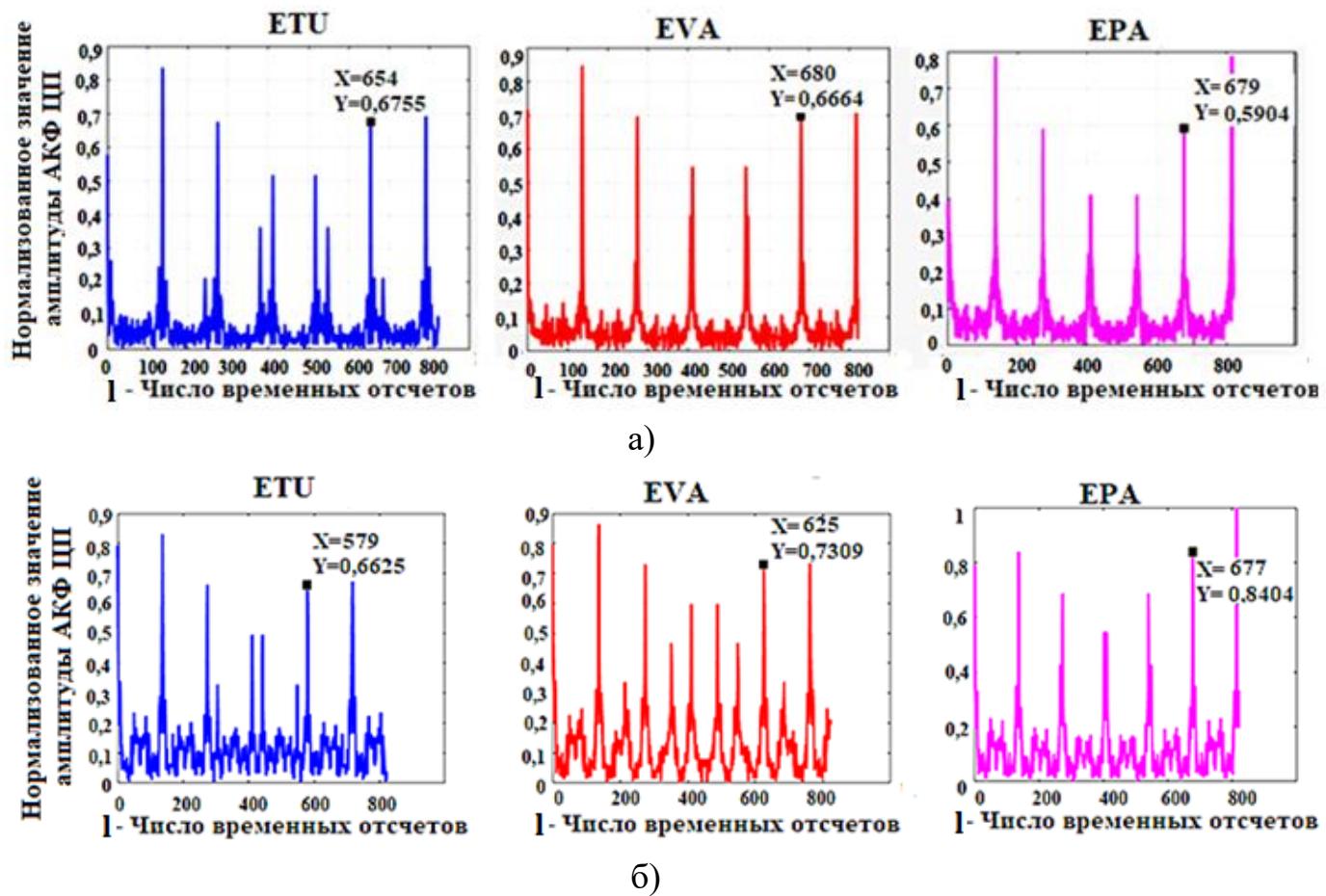


Рисунок 3.20 – Графики циклической АКФ ЦП на интервале слота "окна" приема кадра в Рэлеевском канале с ОСШ = 10дБ, профилями задержек ETU – синий цвет, EVA – красный цвет, EPA – сиреневый цвет а) с заполнением конца символов элементами последовательности $ZC(2, 9)$ б) – в базовом варианте построения OFDM символов

Анализ результатов оценки дробной величины фазового смещения первой поднесущей символов кадра LTE DL позволяет сделать следующие выводы:

- для варианта заполнения конца символов последовательностями $ZC(2, 9)$ оценка дробной части фазового смещения для варианта ETU (ОСШ = 10дБ) на 74,6% меньше, чем для базового варианта,
- для варианта EVA (ОСШ = 10дБ) на 16,6% меньше,
- для варианта EPA (ОСШ = 10дБ) на 87% меньше,
- для варианта ETU (ОСШ = 0дБ) на 71,5% меньше,

- для варианта EVA (ОСШ = 0дБ) на 16,6% меньше,
- для варианта EPA (ОСШ = 0дБ) на 88% меньше.

Таким образом, оценка дробной части фазового смещения 1-ой поднесущей в случае заполнения концов символов элементами последовательностей ZC в 1,7...1,9 раз меньше, чем в базовом варианте формирования символов, для профилей задержек ETU, EPA; для варианта EVA оценка дробной части фазового смещения при применении последовательностей ZC меньше \sim в 1,17 раз, т.е. в условиях высокоскоростного движения пользователя результаты оценки дробной части фазового смещения для базового варианта построения символов и модифицированных OFDM символов сближаются.

3.5.6 Результаты оценки точности определения границ OFDM символов во временной области

Для уменьшения времени синхронизации пользователя с БС и скорости восстановления синхронизации при случайной ее потере ключевое значение имеет точность "попадания" во временное положение границ символов кадра LTE. В диссертационной работе была поставлена задача обеспечения точности "попадания" во временное положение границ символов кадра ± 2 временных отсчета т.е. $d\tau_{syn} = \pm 1,04 \cdot 10^{-6} \text{с}$ (подраздел 1.6).

Исследования оценки точности определения границ OFDM символов в Рэлеевском канале с ОСШ = 0дБ, 10дБ, 50дБ проводились для последовательностей с числом элементов $K = 9$ (двоичные, ZC, Fr); $K = 15/16$ (двоичные, $M-$, ZC, Fr); $K = 63/64$ (двоичные, $M-$, ZC, Fr), для вариантов заполнения концов OFDM символов кадра LTE:

- конец символа заполняются $ZC(2, 9)$, либо $Fr(8, 9)$;
- конец символа заполняются $ZC(2, 9)$, либо $Fr(8, 9)$ в сумме с информационными данными концов символов $D9 - bit$, модулированными $QPSK$;

– конец символа заполняются информационными данными $D9 - bit$, модулированными $QPSK$ (базовый вариант).

Результаты оценки точности определения границ OFDM символов во временной области приведены в таблицах 3.8, 3.9.

В таблицах 3.8, 3.9 в столбце " $X(maxY)$ " приведены эталонные (идеальные) номера временных отсчетов пиков АКФ ЦП слота, точно соответствующие границам OFDM символов кадра LTE, т.е. 137 временных отсчетов на длительность символа в центральной частотной области кадра, занимающей диапазон 1,08 МГц с периодом дискретизации $T_s = 0,52$ мкс [53]; в столбцах " $X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9 + Fr9$ " – номера временных отсчетов пиков АКФ ЦП последовательностей $(D9 - bit), ZC9, Fr9, ZC9 + (D9 - bit), Fr9 + (D9 - bit)$, полученные в результате моделирования; в столбцах типа " $maxY(X)$ " – значения пиков циклической АКФ ЦП, для перечисленных вариантов заполнения конца символов.

Таблица 3.8 – Результаты оценки точности определения границ OFDM символов при заполнении конца символов последовательностями $Fr9, ZC9$ и $D9 - bit$

$X(maxY)$ эталон	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $Fr9$	$maxY(X)$ АКФ ЦП, $Fr9$	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $ZC9$	$maxY(X)$ АКФ ЦП, $ZC9$	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9$	$maxY(X)$ АКФ ЦП, $D9$
137	138	0,1778	138	0,1678	118	0,1018
274	272	0,1558	272	0,1458	157	0,1012
411	412	0,1912	412	0,1827	328	0,0094
548	547	0,1912	547	0,1827	632	0,0094
685	687	0,1558	687	0,1458	803	0,1012
822	821	0,1778	821	0,1678	842	0,1018

Таблица 3.9 – Результаты оценки точности определения границ OFDM символов при заполнении конца символов последовательностями $D9 + Fr9, D9 + ZC9$ и $D9$

$X(maxY)$ эталон	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9 + Fr9$	$maxY(X)$ АКФ ЦПб $D9 + Fr9$	$X(maxY)$ АКФ ЦПб $D9 + ZC9$	$maxY(X)$ АКФ ЦПб $D9 + ZC9$	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9 - bit$	$maxY(X)$ АКФ ЦП, $D9 - bit$
137	138	0,1545	138	0,1392	118	0,1018
274	272	0,1389	274	0,1266	157	0,1012
411	412	0,1799	412	0,1539	328	0,0094
548	547	0,1799	547	0,1539	632	0,0094

Продолжение таблицы 3.9						
$X(maxY)$ эталон	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9 + Fr9$	$maxY(X)$ АКФ ЦПб $D9 + Fr9$	$X(maxY)$ АКФ ЦПб $D9 + ZC9$	$maxY(X)$ АКФ ЦПб $D9 + ZC9$	$X(maxY)$ АКФ ЦП, $D9 - bit$	$maxY(X)$ АКФ ЦП, $D9 - bit$
685	687	0,1389	685	0,1266	803	0,1012
822	821	0,1545	821	0,1392	842	0,1018

Из данных представленных в таблицах 3.8, 3.9 следует, что использование разработанного метода синхронизации по границам OFDM символов кадра стандарта LTE обеспечивает точность определения границ символов слота после прохождения Гауссовского канала с ОСШ = 10дБ – 50дБ для концов символов, заполняемых *CAZAC* последовательностями, либо суммой *CAZAC* последовательностей с информационными данными конца символов, модулированными *64QAM*, в пределах $(l_{et} - l) = \pm 2$ временных отсчета, что соответствует, согласно выражению (3.19), величине $d\tau_{syn} = \pm 1,04$ мкс и отвечает требованиям точности синхронизации в данной работе. При этом в базовом варианте формирования символов кадра LTE точность определения границ символов слота находится в диапазоне $(l_{et} - l) = \pm 19 \dots \pm 53$ временных отсчёта, что соответствует величине $dl = abs(T_s \cdot (l_{et} - l)) = 9,9 \dots 27,6$ мкс или в среднем – $dl_{mean} = 15,8$ мкс отклонения от идеального временного положения границ символов.

В таблицах 3.8, 3.9 для столбца "X(maxY)АКФ ЦП, D9 – bit" при определении границ символов, как уже было отмечено, учитываются только те положения смежных пиков, расстояние между которыми dT_{SYM} соответствует условию $(T_{sym} - T_g) \leq dT_{SYM} \leq (2T_g + (T_{sym} + T_g))$.

Данное требование при базовом варианте построения OFDM символов обуславливает исключение до половины пиков АКФ ЦП слота, что предполагает приём большего числа кадров для усреднения положения пиков АКФ ЦП. Данное обстоятельство приводит к существенному снижению скорости синхронизации при базовом варианте построения символов.

Для оценки точности определения границ символов в вариантах применения базового построения символов, *CAZAC* последовательностей и M -последовательностей прототипа были проведены исследования последовательностей с числом элементов $K = 15/16, K = 63/64$. Результаты оценок приведены в таблицах 3.2 – 3.5 подраздела 3.5.3. Анализ представленных данных позволяет сделать следующие выводы:

- точность "попадания" пиков циклической АКФ ЦП в идеальное временное положение границ OFDM символов LTE DL кадра для разработанного метода синхронизации составляет $\pm (2, 3)$, что существенно выше по сравнению с базовым вариантом ± 20 и прототипом $\pm (2 - 20)$ временных отсчётов;
- в случае ОСШ=0дБ для варианта прототипа с $K = 15$ необходимо уменьшение значение порога в $\sim (2 - 4)$ раза для получения точности, сопоставимой с результатами, полученными в рамках разработанного метода синхронизации, что существенно снижает помехоустойчивость системы синхронизации при использовании прототипа и базового варианта формирования символов;
- при $K = 63$ результаты по точности определения границ символов кадра для варианта применения M -последовательностей сближаются с вариантами применения *CAZAC* последовательностей заполнения концов символов, но предпочтение отдается последовательностям *Fr*, при применении которых наблюдается наименьшие отклонения от идеального положения пиков циклической АКФ ЦП.

3.6 Выводы по 3 разделу

1 Представлен разработанный корреляционный метод синхронизации по границам символов OFDM, отличающийся от базового и варианта прототипа с применением M -последовательностей для заполнения конца символов ресурсной

сетки кадра LTE DL многофазными *CAZAC* последовательностями (*ZC, Fr*) без восстановления информации концов символов "окна" приема кадра, либо суммой многофазных *CAZAC* последовательностей и информационных данных концов символов с восстановлением информации концов символов "окна" приема кадра LTE DL.

2 Представлен обобщённый алгоритм реализации разработанного метода синхронизации, включающий:

- 2 способа заполнения интервалов концов символов OFDM;
- способы обработки принятого "окна" кадра LTE DL в зависимости от вариантов первого включения пользователя и случайной потери синхронизации пользователем, ранее синхронизированным с БС.

3 Для идеального и Рэлеевского каналах с ОСШ = 0дБ, 10дБ, 50дБ для значений числа элементов от $K = 7$ до $K = 63$ последовательностей M, ZC, Fr проведена оценка:

- корреляционных характеристик (MF) исследуемых последовательностей M, ZC, Fr (подразделы 3.3.1, 3.5.1);
- пик-фактора в варианте заполнения концов символов длиной $K = 9$ элементов *CAZAC* последовательностей и их суммы с информационными данными;
- среднего значения времени синхронизации $M1\{T_{SYN}\}$ по границам символов OFDM с применением разработанного метода синхронизации (вариантами заполнения конца символов *CAZAC* последовательностями или их суммой с информационными данными (подразделы 3.3.3, 3.5.3)) в сравнении с $M1\{T_{SYN}\}$ при базовом варианте построения OFDM символов, либо с применением M -последовательностей в варианте прототипа;
- относительного частотного смещения ε для варианта заполнения конца символов кадра LTE DL последовательностями *ZC* по сравнению величиной ε для базового варианта формирования символов кадра (подразделы 3.3.4, 3.5.4);
- дробного фазового смещения поднесущих центрального частотного диапазона $\Delta\varphi$ с профилями задержек Рэлеевского канала ETU, EVA, EPA для варианта заполнения конца символов кадра LTE DL последовательностями *ZC* по

сравнению величиной $\Delta\varphi$ для базового варианта формирования символов кадра (подразделы 3.3.5, 3.5.5);

– точности определения границ символов OFDM во временной области $d\tau_{syn}$ для исследуемых последовательностей $M-$, ZC , Fr (подразделы 3.3.6, 3.5.6).

4 По результатам оценивания выигрыш во времени синхронизации по границам OFDM символов при заполнении концов символов последовательностями ZC , Fr или их суммой с информационными данными концов символов определяется в 1,1 ... 3,0 раз по сравнению с базовым вариантом без модификации ЦП и в 1,05 ... 1,5 раза по сравнению с вариантом применения прототипа (M -последовательности) в зависимости от характеристик канала связи и числа элементов последовательностей.

5 По результатам оценивания, $PAPR$ символов "окна" приёма в Гауссовском канале, близком к идеальному, в варианте заполнения концов символов $CAZAC$ последовательностями с числом элементов $K = 9$ или их суммой с информационными данными незначительно отличается от $PAPR$ в базовом варианте формирования символов, например, при $QPSK$ модуляции – не более, чем на 6% в зависимости от выбора варианта последовательности заполнения концов символов.

6 Уменьшение помехоустойчивости для пользователей ресурсами центрального частотного диапазона при заполнении концов символов суммой элементов двоичных данных с $CAZAC$ последовательностями вполне допустимо – не более 0,5...0,8 дБ для числа элементов $K = 9 \dots 15$.

7 Точность определения границ OFDM символов "окна" приёма кадра LTE DL для разработанного метода синхронизации составляет $\pm (2, 3)$, что существенно выше по сравнению с базовым вариантом ± 20 и прототипом $\pm (2 - 20)$ временных отсчётов.

8 По результатам оценок характеристик синхронизации разработанного метода определено, что последовательности Fr обладают лучшими характеристиками для решения задачи синхронизации в рамках разработанного метода.

4 ОБОБЩЕННАЯ МЕТОДИКА И АЛГОРИТМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ С OFDM С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА СИНХРОНИЗАЦИИ

4.1 Обобщённая методика синхронизации кадра LTE на физическом уровне

На основе разработанных в подразделах 3.1, 3.2 метода и алгоритма синхронизации символов кадра LTE DL по границам OFDM разработана обобщённая методика синхронизации на физическом уровне, включающая следующие направления:

- формирование передаваемого кадра LTE DL путем заполнения символов, не содержащих служебной информации БС, *CAZAC* последовательностями либо их суммой с двоичными данными интервалов конца символов;
- обработка "окна" приёма на интервале полукадра LTE DL или "скользящего окна" на интервале слота кадра, прошедшего Рэлеевский канал с добавлением АБГШ.

Структурная схема обобщенной методики с применением разработанного метода синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL, передаваемого от БС пользователям, представлена на рисунке 4.1. В верхней части рисунка 4.1 до красной пунктирной линии представлены модули формирования кадра LTE DL с применением разработанного метода для передачи в Рэлеевский канал связи. Выбор длины *CAZAC* последовательности для заполнения концов символов определяется алгоритмом работы БС. Для Рэлеевского канала с "быстрыми" замираниями при ОСШ ≥ 10 дБ, что характерно для БС, расположенных в ареале плотной городской застройки [88, 89], предпочтение отдается *CAZAC* последовательностям с небольшим числом элементов $K = 9, 15, 16$.

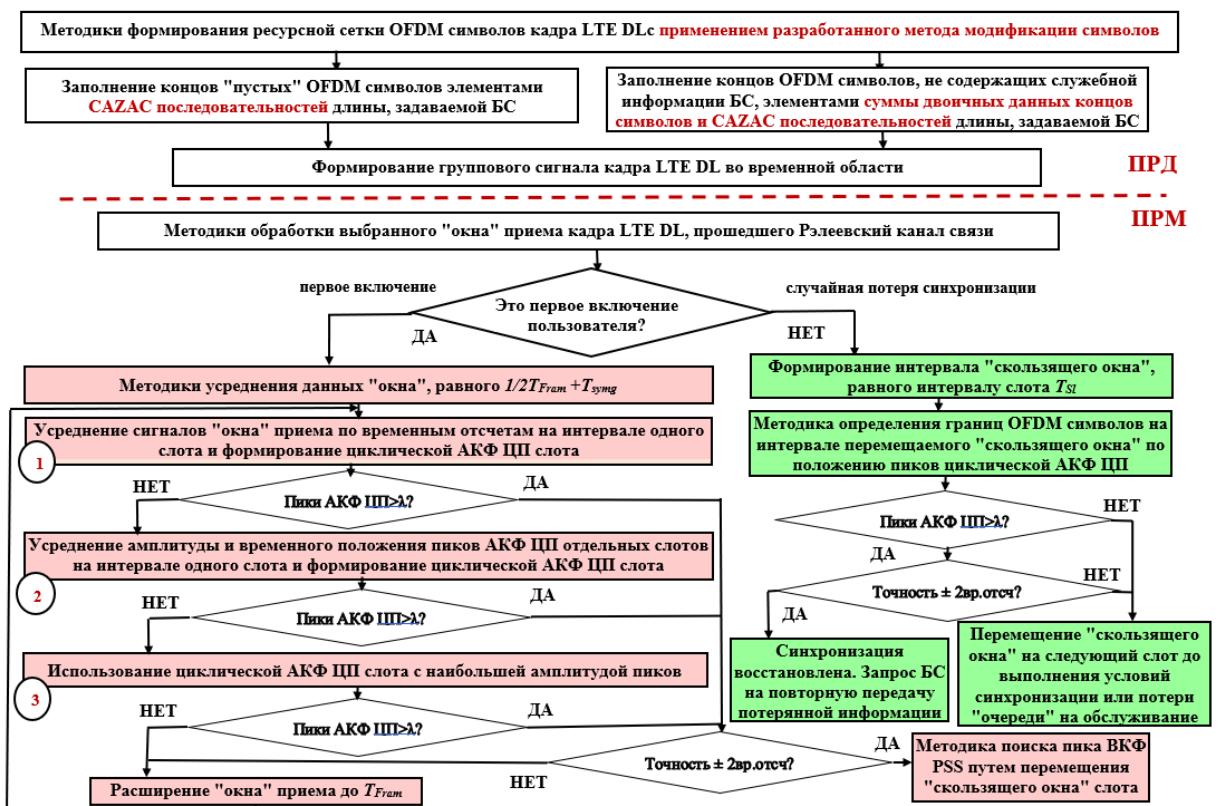


Рисунок 4.1 – Структурная схема обобщённой методики символьной и кадровой синхронизации

В нижней части рисунка 4.1 ниже красной пунктирной линии представлены модули обработки "окна" приёма:

- 1) для первого включения пользователя (розовый цвет модулей):
 - процесса усреднения временных отсчетов интервала "окна" на длительности слота и формирование циклической АКФ ЦП; если не выполняется условие превышения порога пиками АКФ ЦП – переход к усреднению по амплитуде и положению пиков циклической АКФ ЦП, вычисляемой для каждого слота;
 - проверка точности "попадания" пиков АКФ ЦП в границы символов;
 - поиск пика ВКФ PSS, преодолевшего пороговый уровень для определения временного положения начала полукадра.
 - 2) при случайной потере синхронизации (зеленый цвет модулей):
 - модуль определения границ символов на интервале слота с проверкой выполнения условий синхронизации до потери "очереди" на обслуживание;

– модуль восстановления синхронизации и запроса повторной передачи потерянных данных с БС.

Практические рекомендации по использованию разработанной обобщенной методики синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL на физическом уровне описаны в подразделах 4.2 – 4.5 в рамках описания разработанных алгоритмов.

4.2 Алгоритм построения кадра OFDM символов с заполнением конца "пустых" символов ресурсной сетки кадра CAZAC последовательностями

Особенность построения кадра OFDM символов с заполнением конца "пустых" символов ресурсной сетки кадра CAZAC последовательностями заключается в следующем:

1. Построение передаваемого кадра OFDM символов с применением разработанного метода заполнения конечных интервалов "пустых" символов CAZAC последовательностями или их суммой с двоичными данными в случае распределения пользователям "пустых" RB центрального частотного диапазона кадра LTE DL (подраздел 3.1, 3.2) производится по правилам построения ресурсной сетки кадра центрального частотного диапазона LTE технологии (подраздел 1.4). Временной интервал "окна" приёма кадра выбирается с учетом ограничений, накладываемых на его длину. Для технологии LTE необходимо расширение "окна" приёма временным интервалом от одного символа до одного слота, т.е. $0.5T_{FrLTE} < T_{W1} \leq (0.5T_{FrLTE} + 7 \cdot T_{symg})$ (подраздел 1.6). Увеличение "окна" приёма для технологии LTE на один слот не изменяет процедуру усреднения на интервале слота в методике обработки "окна" приёма после прохождения кадром канала связи.

2. Заполнение концов "пустых" символов ресурсной сетки кадра LTE K элементами CAZAC последовательностей предполагает модуляцию K верхних поднесущих центрального частотного диапазона из N поднесущих, т.е. $((N - K) \leq n \leq N)$.

Структурная схема алгоритма методики построения кадра OFDM символов с заполнением конца "пустых" символов ресурсной сетки кадра CAZAC последовательностями представлена на рисунке 4.2.

Исходные данные:

N – число поднесущих частотного диапазона пользователя,

n – номер поднесущей,

M – число символов кадра,

m – номер символа кадра,

Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими;

F_s – частота дискретизации; период отсчетов дискретизации $T_s = \frac{1}{F_s}$,

L – число временных отсчетов OFDM символа $\frac{T_{sym}}{T_s} = \frac{F_s}{\Delta f_{sc}}$,

l – номер временного отсчета OFDM символа,

L_m – число временных отсчетов кадра из M OFDM символов; $L_m = L \cdot M$,

G – число временных отсчетов CAZAC последовательности и ЦП; $G = T_g/T_s$,

g – номер временного отсчета CAZAC последовательности,

K – число элементов CAZAC последовательности и конца символа,

k – номер элемента CAZAC последовательности и конца символа,

$CZ(k) = \{cz_m^n\}$ – k – й элемент CAZAC последовательности ZC, Fr ,

$B(m, n) = \{b_m^n\}$ – двоичные данные "пустых" символов кадра,

$C(m, n) = \{c_m^n\}$ – данные служебной информации,

$CZ_CP(k, n, l)$ – 3-х мерное представление k – го элемента CAZAC,

$SUM_Fram(n, l)$ – сумма значений временных отсчетов поднесущих.

Ограничения:

1. Модифицируются только символы, не содержащие служебной информации, PSS, SSS центрального частотного диапазона передаваемого кадра.

2. Нумерация поднесущих, с учетом особенностей моделирования в системе MATLAB: $1 \leq n \leq N$; при формировании OFDM кадра на практике:

$-N/2 \leq n \leq N/2$.

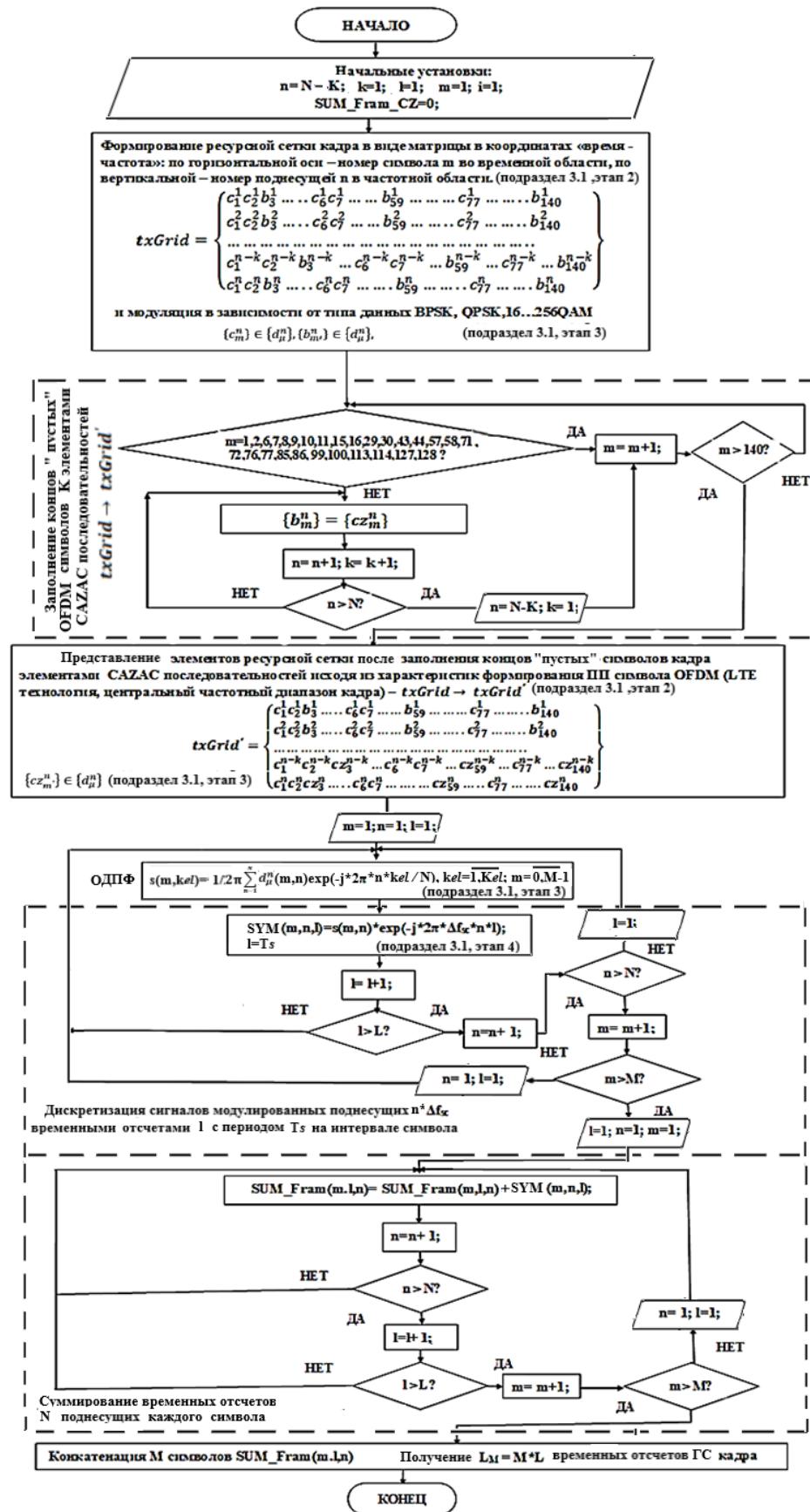


Рисунок 4.2 – Схема алгоритма заполнения конца "пустых" OFDM символов кадра *CAZAC* последовательностями в частотно – временной области, охватывающей число верхних поднесущих ресурсной сетки кадра, равное K , т.е. $((N - K) \leq n \leq N)$

4.3 Алгоритм построения кадра OFDM символов с заполнением конца символов ресурсной сетки кадра суммой двоичных и CAZAC последовательностей

Особенность построения кадра OFDM символов с заполнением конца символов ресурсной сетки кадра суммой двоичных последовательностей и CAZAC последовательностей заключается в следующем:

1. Построение "окна" приема и обработки кадра OFDM символов производится по аналогии п.1 подраздела 4.2.
2. Заполнение конца символов ресурсной сетки в частотно – временной области суммой двоичных данных пользователей и CAZAC последовательностей ZC (2,9), Fr (8,9) с дальнейшей процедурой модуляции K верхних поднесущих элементами ресурсной сетки кадра.

Схема алгоритма заполнения конца OFDM символов кадра суммой двоичных последовательностей и CAZAC последовательностей в частотно-временной области, охватывающей число верхних поднесущих ресурсной сетки кадра, равное K , т. е. $((N - K) \leq n \leq N)$ представлена на рисунке 4.3.

Ограничения, исходные данные и обозначения — в соответствии с подразделом 4.2

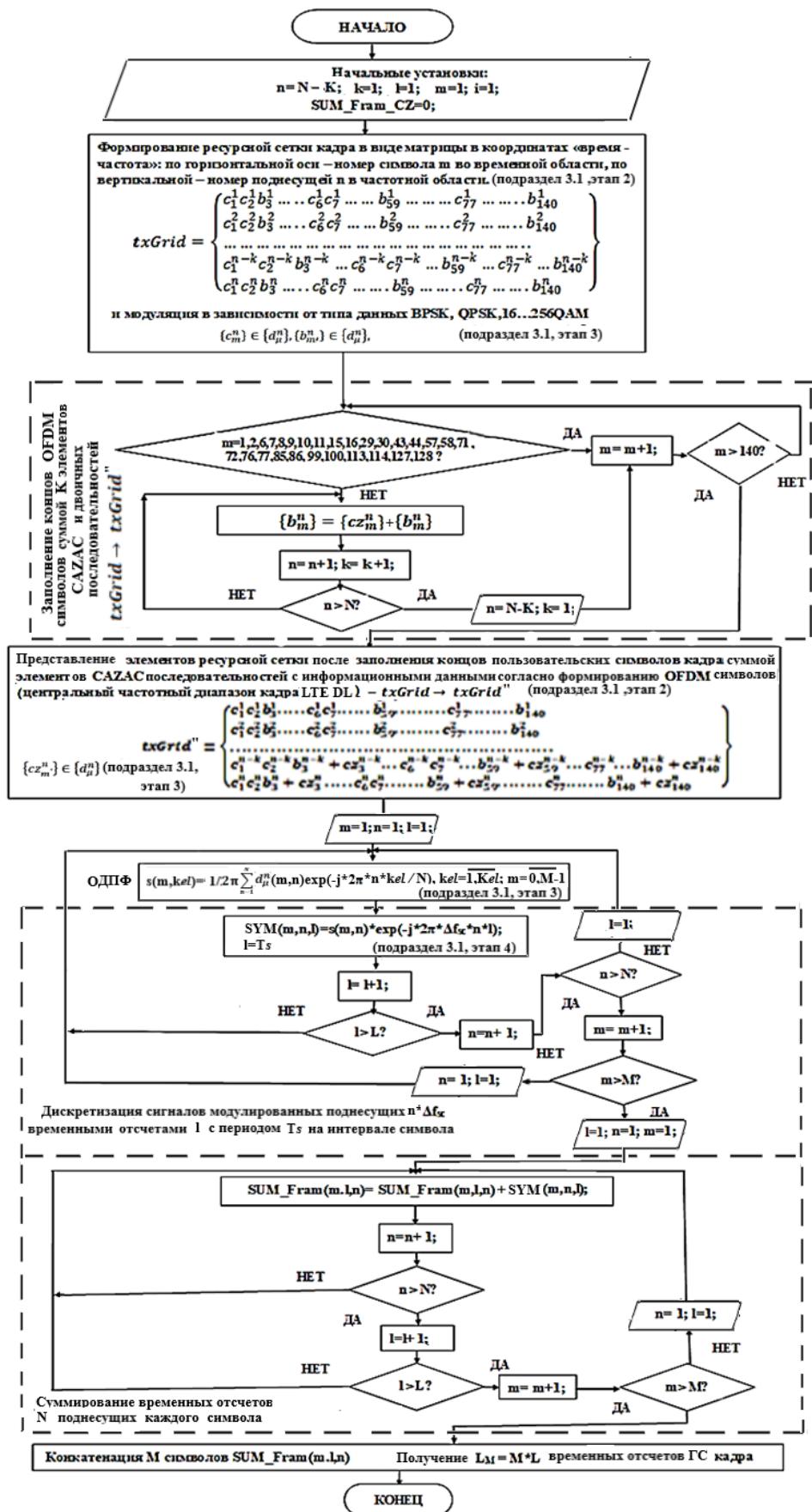


Рисунок 4.3 – Схема алгоритма заполнения конца OFDM символов, не содержащих служебной информации БС, суммой двоичных данных и *CAZAC* последовательностей в частотно - временной области, охватывающей число верхних поднесущих ресурсной сетки кадра, равное K , т.е. $((N - K) \leq n \leq N)$.

4.4 Алгоритм получения границ символов OFDM как оценок временного положения пиков циклической АКФ ЦП на интервале слота кадра LTE DL

Особенность получения границ символов OFDM как оценок временного положения пиков циклической АКФ ЦП на интервале слота кадра LTE DL заключается в следующем:

Оценка временного положения пиков циклической АКФ ЦП необходима для определения границ OFDM символов с заданной точностью для "окна" приёма в варианте первого включения пользователя, либо "скользящего окна" на интервале слота при случайной потере синхронизации. Для повышения точности определения границ символов "окна" приёма в условиях Рэлеевского канала и многолучевого распространения сигналов в варианте первого включения пользователя необходима процедура усреднения принятого сигнала. В варианте случайной потери синхронизации процедура усреднения не предусмотрена.

Предлагаются две схемы алгоритмов усреднения:

- алгоритм усреднения временных отсчётов "окна" приёма на интервале одного слота и формирования пиков циклической АКФ ЦП усредненного слота с определением их амплитуд и временного положения;
- алгоритм усреднения пиков циклической АКФ ЦП по амплитуде и временному положению путём разбиения "окна" приёма на слоты, вычисление циклических АКФ ЦП каждого слота и усреднение по амплитуде и временному положению соответствующих пиков циклических АКФ ЦП на интервале одного слота.

При проведении процедуры усреднения необходимо учитывать ограничения, накладываемые на временное положение пиков циклической АКФ ЦП согласно представлению оценок точности определения границ OFDM символов слота в подразделе 3.3.6.

Первый алгоритм – более простой и быстродействующий, но в случае Рэлеевского канала с преобладанием "быстрых" замираний существует высокая вероятность не получить четко обозначенных пиков циклической АКФ ЦП на интервале усредненного по временным отсчетам слота. Второй алгоритм более сложный и требует большего объема памяти данных. В тех же условиях канала в некоторых слотах возможны меньшие частотно-фазовые искажения сигнала, что позволяет получить в них четкие пики АКФ ЦП, прошедшие пороговый уровень, которые могли быть потеряны при усреднении по первому алгоритму. Этот случай отражен в Приложении В.

Для кадра технологии LTE DL рекомендуется проводить усреднение по первому алгоритму (маркер "1" на рисунке 4.1). В случае отсутствия пиков циклической АКФ ЦП, прошедших пороговый уровень и удовлетворяющих требованиям по точности временного положения границ минимально двух символов OFDM, провести усреднение по второму алгоритму (маркер "2" на рисунке 4.1).

Эмпирически установлено, что для варианта заполнения концов символов суммой CAZAC последовательностей и двоичных данных, в случае Рэлеевского канала с преобладанием "быстрых" замираний при $0\text{дБ} \leq \text{ОСШ} < 10\text{дБ}$ более эффективным является третий алгоритм (маркер "3" на рисунке 4.1), предполагающий проверку превышения порога и точности временного положения для пиков АКФ ЦП на интервале каждого слота, следующего один за другим в интервале "окна" приема до получения пиков АКФ ЦП как границ не менее двух символов OFDM с выполнением условий превышения пиками порога и точности временного положения.

Если не будут выполнены условия превышения порога и точности временного положения для пиков АКФ ЦП ни для какого-либо слота "окна" приема, необходимо провести обработку расширенного интервала "окна" и повторить описанную процедуру. В случае повторной неудачи рекомендуется плавно снижать уровень порога для прохождения пиков АКФ ЦП до выполнения

условий точности временного положения пиков (подраздел 3.1, этап 10, подраздел 3.2).

Схема алгоритма усреднения временных отсчётов "окна" приёма на интервале одного слота и формирования пиков циклической АКФ ЦП с определением их амплитуд и временного положения представлена на рисунке 4.4. Данный алгоритм позволяет провести усреднение пиков АКФ ЦП семи OFDM символов по 11 слотам полукадра LTE DL. Увеличение числа слотов "окна" приёма до 11 слотов объясняется в подразделе 1.6.

Исходные данные и обозначения:

D – число слотов кадра технологии LTE,

d – номер слота во временной области,

m_d – число символов в слоте,

$CZ(k) = cz_l^m \}$ – k -й элемент CAZAC последовательности (ZC, Fr),

$\hat{Z}(d, m, l) = \{\hat{s}_l^{dm}\}$ – записанные в память оценки принятых временных

отсчетов по слотам,

$\hat{S}(m, l) = \{\hat{s}_l^m\}$ – оценки принятых временных отсчетов на интервале "окна" приема,

$H(d, m, l) = \{h_l^{dm}\}$ – временные отсчеты импульсной характеристики канала,

$SUM_a^d = 0$; – сумма модулей амплитуд пиков (а) циклической АКФ ЦП в слоте,

$SUM_{at}^d = 0$ – сумма значений фазовых сдвигов в радианах от первого пика (а) циклической АКФ ЦП в d -ом слоте кадра,

T_{FrLTE} – временной интервал кадра LTE DL.

Остальные исходные данные и обозначения – в соответствии с подразделом 4.2.

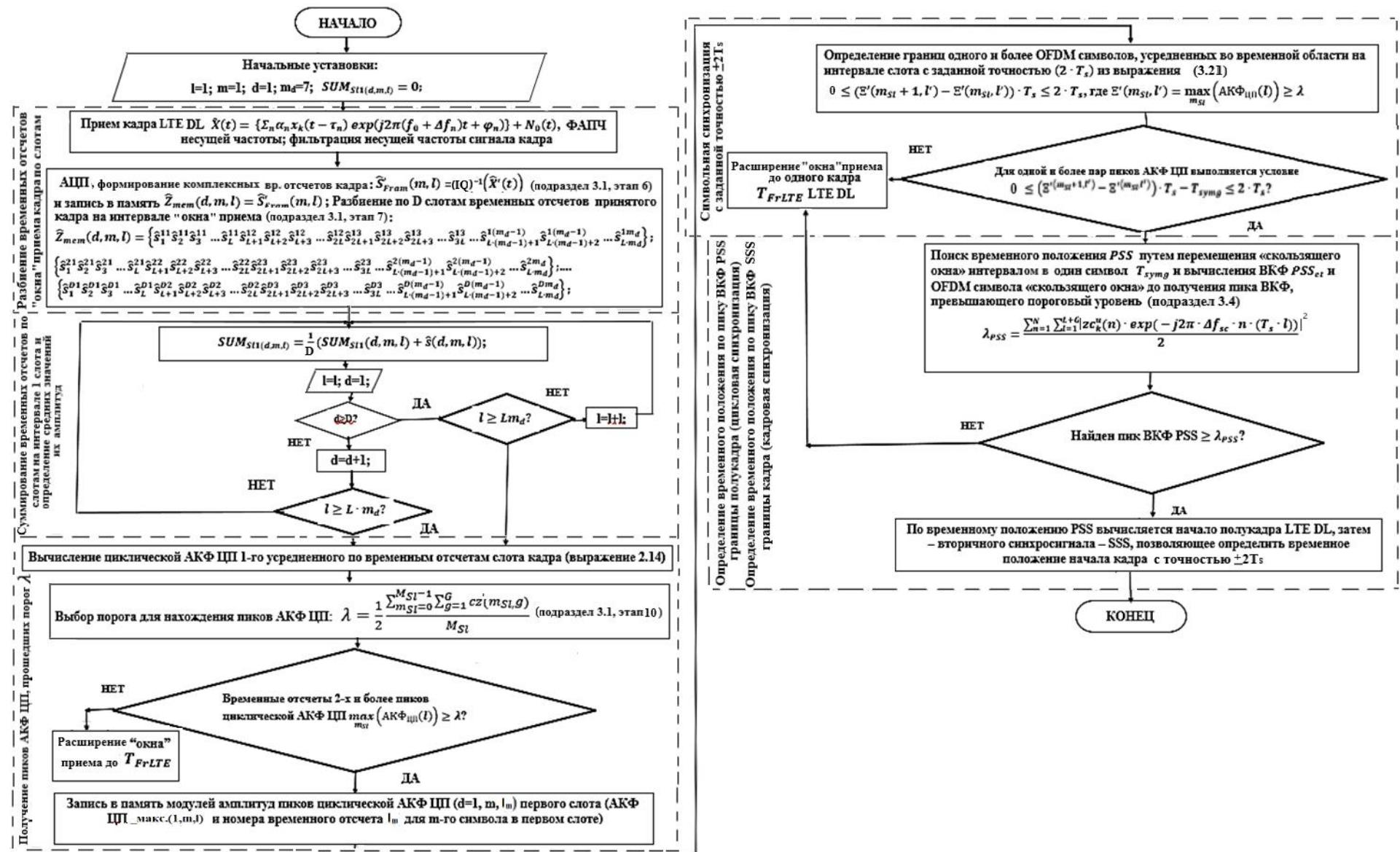


Рисунок 4.4 – Схема алгоритма усреднения временных отсчетов "окна" приема на интервале одного слота и формирования пиков циклической АКФ ЦП с определением их амплитуд и временного положения

Схема алгоритма усреднения пиков циклической АКФ ЦП по амплитуде и временному положению путём разбиения "окна" приёма на слоты, вычисление циклических АКФ ЦП каждого слота и усреднение по амплитуде и временному положению соответствующих пиков циклических АКФ ЦП по слотам представлена на рисунке 4.5.

Исходные данные и обозначения:

- $\max_{m_{Sl}} (\text{АКФ}_{ЦП}(d, m, l))$ – временные отсчеты пиков циклической АКФ ЦП,
- $SUM_{cz}^d(1,1, l_{1_max})$ – значение суммы пиков циклической АКФ ЦП,
- $T_{cz}^d(1,1, \tau_{1_0})$ – значение суммы задержек пиков АКФ ЦП на длительности первого наименьшего структурного временного интервала.

Остальные исходные данные и обозначения – в соответствии с подразделом 4.2.

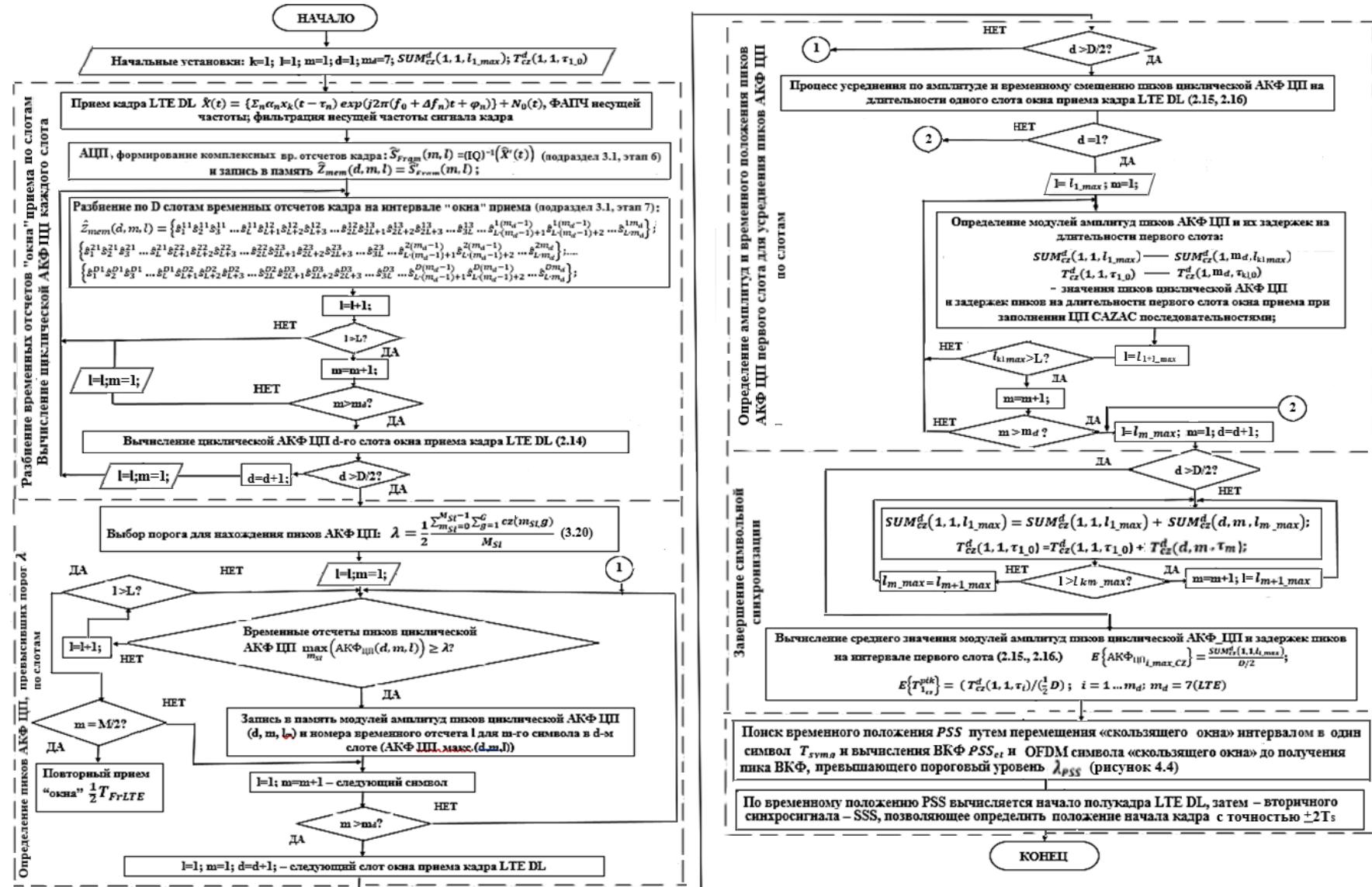


Рисунок 4.5 – Схема алгоритма усреднения пиков циклической АКФ ЦП по амплитуде и временному положению путем разбиения "окна" приема на слоты, вычисление циклических АКФ ЦП каждого слота и усреднение по амплитуде и временному положению соответствующих пиков циклических АКФ ЦП по слотам

4.5 Алгоритм получения границ символов OFDM "скользящего окна" на интервале слота кадра LTE DL при случайной потере синхронизации

Вариант случайной потери синхронизации при восстановлении границ OFDM символов не предусматривает операции усреднения. Циклическая АКФ ЦП вычисляется при каждом перемещении "скользящего окна" до получения пиков АКФ ЦП, превосходящих пороговый уровень и соответствующих положению границ символов с точностью ± 2 временных отсчета. Поскольку при случайной потере синхронизации известны индекс БС и характеристики канала связи, то величина порога вычисляется процессором приемника пользователя и адаптирована к помеховой обстановке. Число перемещений "скользящего окна" ограничивается интервалом времени сохранения пользователя в "очереди" на обслуживание в верхних логических уровнях системы синхронизации [92]. После потери "очереди" пользователь проходит процедуру синхронизации как в варианте первого включения.

На рисунке 4.6 приведен алгоритм восстановления синхронизации по границам OFDM символов при случайной потере синхронизации. Исходные данные и обозначения – в соответствии с подразделами 4.2, 4.4.

В Приложении Г приведен алгоритм контрольного примера формирования кадра LTE DL и корреляционной обработки "окна" приема в варианте первого включения пользователя.

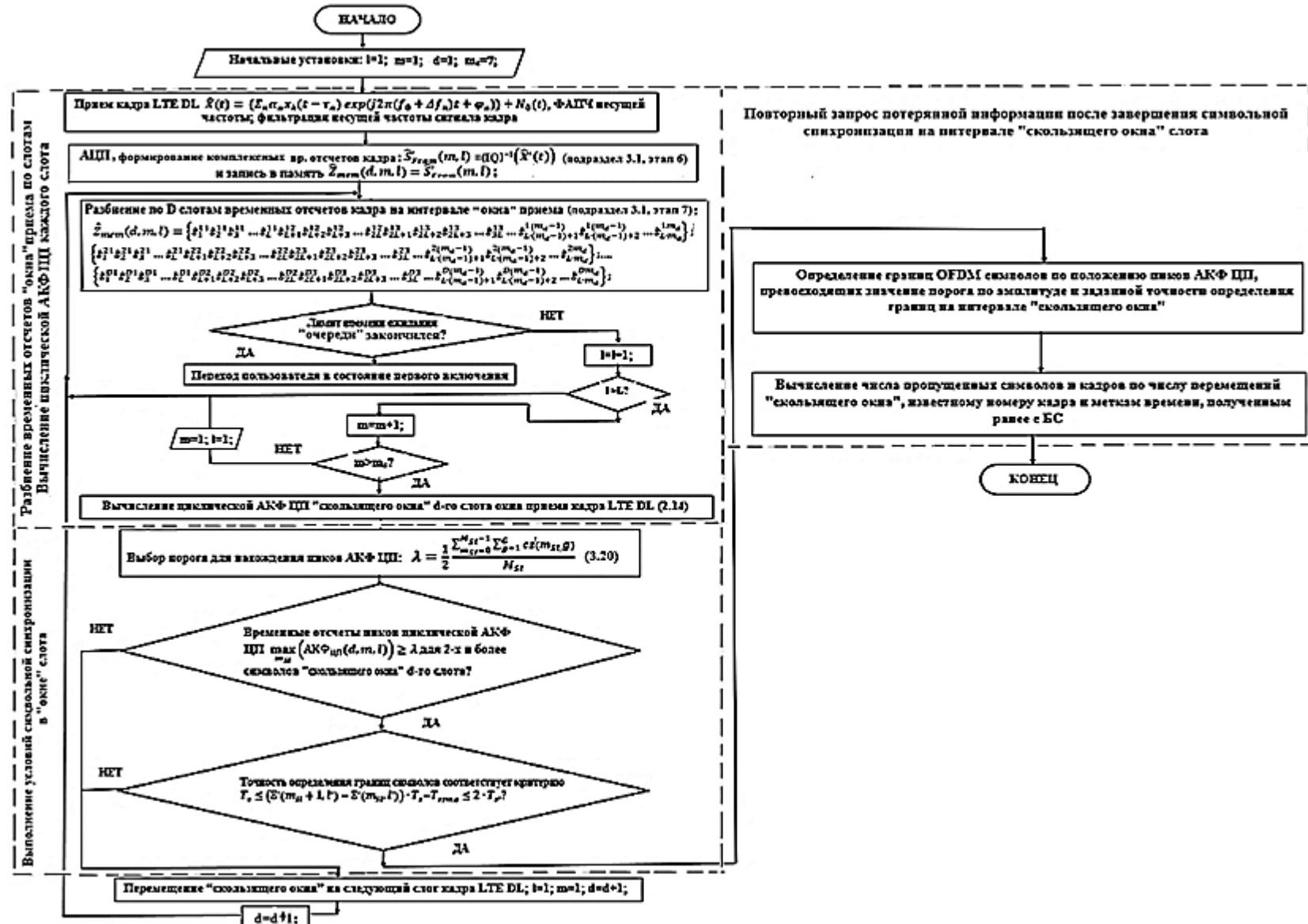


Рисунок 4.6 – Схема алгоритма восстановления синхронизации по границам OFDM символов при случайной потере синхронизаци

4.6 Выводы по 4 разделу

1 Разработана обобщённая методика применения разработанного метода синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL на физическом уровне, позволяющая интегрировать разработанные подходы к синхронизации в различных вариантах применения

– алгоритмов заполнения *CAZAC* последовательностями либо их суммой с двоичными данными конечных интервалов OFDM символов кадра LTE DL, не содержащих служебной информации БС (подразделы 4.2, 4.3);

– алгоритмов обработки принятого "окна" с различными вариантами усреднения на интервале слота, либо "скользящего окна" слота кадра LTE, прошедшего Рэлеевский канал (подразделы 4.4, 4.5).

2 Разработаны алгоритмы вариантов усреднения на интервале слота "окна" приема для случая первичной синхронизации пользователя

– по временным отсчетам,

– по амплитуде и временному положению пиков циклических АКФ ЦП отдельных слотов.

3 Разработан алгоритм реализации методики получения границ OFDM символов на интервале "скользящего окна" слота кадра LTE при случайной потере синхронизации для пользователей, ранее синхронизированных с БС.

4 В Приложении Г представлен контрольный пример применения разработанного метода синхронизации для формирования кадра технологии LTE DL и его обработки после прохождения Рэлеевского канала с выбранными параметрами как алгоритм с графиками, иллюстрирующими процесс синхронизации в варианте первого включения пользователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе получены следующие основные результаты:

1 Разработан метод корреляционной синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL, отличающийся заменой базового заполнения двоичными данными концов символов OFDM центрального частотного диапазона кадра LTE, не содержащих служебной информации БС, на *CAZAC* последовательности той же длины, либо их суммой с данными концов символов, позволяющий сократить время синхронизации по пикам АКФ ЦП за счёт уменьшения временного "окна" обработки кадра, прошедшего Рэлеевский канал.

2 Определены основные критерии выбора последовательностей – *MF* и число вариаций длины исследуемых *CAZAC* и *M*-последовательностей.

3 Доказано преимущество корреляционных свойств аperiодических АКФ *CAZAC* последовательностей в сравнении с АКФ любых ПСП (Приложение А). По принятым критериям выбраны последовательности – Фрэнка, Задова – Чу, применение которых позволяет сократить время синхронизации по границам OFDM символов.

4 В рамках разработанного метода синхронизации определены правила формирования "окна" приёма и обработки, а также "скользящего окна" кадра LTE DL, позволяющие сократить среднее значение времени синхронизации $M1\{T_{SYN}\}$ с длительности 200 – 350 мс до 165 – 315 мс (на 10% – 17,5% меньше по сравнению с базовым вариантом первичной синхронизации) при первичном включении пользователя за счет уменьшения временного "окна" с 40 мс ($4T_{FrLTE}$) до 5мс ($\frac{1}{2}T_{FrLTE}$) на 2-х первых этапах синхронизации и времени восстановления синхронизации при ее случайной потере в пределах 0,25мс – 3,5мс, повышающего вероятность сохранения положения пользователя в "очереди" на обслуживание в функциональных структурах логических уровней управления технологии LTE.

5 В рамках разработанного метода синхронизации построены алгоритмы:

1) заполнения конечных интервалов OFDM символов ресурсной сетки кадра

– выбранными *CAZAC* последовательностями без восстановления информации конца символов,

– суммой двоичных данных и *CAZAC* последовательностей с возможностью восстановления информации конца символов при приеме;

2) корреляционной обработки "окна" приёма

– путём формирования циклической АКФ ЦП с усреднением на интервале слота временных отсчетов "окна" приема,

– путём усреднения пиков циклических АКФ ЦП отдельных слотов "окна" приема по амплитуде и временному положению на интервале одного слота,

3) корреляционной обработки "скользящего окна" на интервале одного слота принятого кадра LTE DL и определения границ OFDM символов с заданной точностью.

6 Проведено оценивание характеристик синхронизации сигналов с OFDM, определяющее преимущество разработанного метода модификации OFDM символов для достижения цели – снижения времени синхронизации.

7 Произведена сравнительная оценка характеристик синхронизации при базовом варианте (без модификации OFDM символов), в варианте прототипа заполнения концов символов *M*-последовательностями и варианте разработанного метода заполнения концов символов *CAZAC* последовательностями или их суммой с двоичными данными с *QPSK/64QAM* модуляцией, для различных вариантов числа элементов последовательностей, вариантов прохождения кадров LTE DL моделей Гауссовского и Рэлеевского каналов связи с различными ОСШ, вероятностями ложной тревоги и профилями задержек.

8 Показано, что при заполнении концов символов *CAZAC* последовательностями, либо их суммой с двоичными данными, величина $M1\{T_{SYN}\}$ меньше в 1,1 – 3,0 раза для Рэлеевского канала и в 1,6 – 3,5 раз для

идеального канала (при $K = 9, P_1 = 10^{-3} - 10^{-4}$), чем при базовом варианте построения OFDM символов в зависимости от выбора параметров Рэлеевского канала связи, модуляции данных, типа последовательностей и их комбинаций, числа элементов последовательностей ($K = 7, 9, 15/16, 25, 31, 37, 63/64$).

9 Показано, что при заполнении конца символов *CAZAC* последовательностями либо их суммой с двоичными данными величина $M1\{T_{SYN}\}$ меньше $1,05 - 1,5$ раза по сравнению с вариантом прототипа заполнения конца символов M -последовательностями в зависимости от характеристик Рэлеевского канала связи и числа элементов последовательностей ($K = 9, 15, 63$).

10 Представлено уменьшение величины:

- оценки относительного частотного смещения поднесущих ε при заполнении ЦП *CAZAC* последовательностями – в $1,06 - 1,15$ раз по сравнению с базовым вариантом формирования символов;
- оценки дробной части фазового смещения пиков циклической АКФ ЦП при заполнении ЦП *CAZAC* последовательностями по сравнению с базовым вариантом формирования символов в $1,17 - 1,9$ раз (на $16,6\% - 88\%$) в зависимости от ОСШ и выбора профилей задержек Рэлеевского канала.

11 Точность определения границ символов "окна" приема для варианта заполнения конца символов *CAZAC* последовательностями, либо суммой *CAZAC* с двоичными данными конца символов в пределах $\sim \pm 2$ временных отсчета. Точность определения границ символов "окна" приема – в диапазоне $\sim \pm 20$ временных отсчетов для пиков циклической АКФ ЦП в базовом варианте и в ряде случаев варианта применения прототипа (M -последовательности) в сумме с данными концов символов, что в ~ 10 раз хуже, чем при применении разработанного метода с учетом диапазона характеристик ОСШ, профилей задержек Рэлеевского канала и выбора вероятности ложной тревоги.

12 По результатам исследований предпочтение отдается последовательностям Фрэнка и, с небольшим проигрышем в величине MF , последовательностям Задова – Чу.

13 На разработанной математической модели проведена проверка функционирования алгоритмов заполнения концов символов ресурсной сетки кадра LTE DL, алгоритмов формирования и обработки циклической АКФ ЦП для первого включения пользователя и случайной потере синхронизации, а также формирования ВКФ PSS. Приведен подробный алгоритм имитационного моделирования контрольного примера с применением разработанного метода синхронизации на предложенной математической модели.

14 Разработанный метод синхронизации сигналов с OFDM может применяться в современных системах связи с минимальным внесением изменений в существующие программно-аппаратные решения.

15 Дальнейшее развитие разработанного метода возможно в следующих направлениях:

- сокращение времени восстановления синхронизации при её срыве во время прохождения процедуры хэндовера;
- применение разработанного метода в технологии 5GNR с дальнейшим его усовершенствованием;
- в рамках разработанного метода поиск и исследование других типов последовательностей с хорошими корреляционными свойствами.

16 Разработанный метод синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL защищён патентами RUN№2766286 от 04.02.2021 и RUN№2821059 от 25.07.2023 на способ применения многофазных CAZAC последовательностей.

17 На программу формирования циклической АКФ ЦП OFDM символов получено авторское свидетельство о Государственной регистрации программы для ЭВМ RUN№2021665282 от 22.09.2021.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что поставленная научная задача решена, а цель диссертационного исследования достигнута в полном объёме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Sesia, S. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker // Torquay, UK: John Wiley & Sons – 2009.– 611p.
- 2 WiMAX General information about the standard 802.16, Application Note – Rohde&Schwarz, 1MA96_OE, 06.2006, - 34p.
- 3 IEEE Std 802.11a-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHZ; Band Sponsor LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society Approved, 16, September, 1999. – 82 p.
- 4 Humphreys, T. E. Signal Structure of the Starlink Ku-Band Downlink / T. E. Humphreys, P. A. Iannucci, Z. M. Komodromos, A. M. Graff // The University of Texas at Austin: August 2023 version of paper published in TAES. – 14 p.
- 5 Теория электрической связи: учебник для ВУЗов: под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432с.
- 6 Деарт В. Ю. Мультисервисные сети связи. – Транспортные сети и сети доступа./ В. Ю. Деарт. – М.: Брис-М, 2014. – 189с.
- 7 Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
- 8 Павликов, С.Н. Общая теория связи: учебное пособие/С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин, Ю.А. Левашов. – ВГУЭС, 2016. – 285с.
- 9 Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации: учебное пособие для вузов /М.В. Гаранин, В.И. Журавлев, С.В. Кунегин. — М.: Радио и связь, 2001. – 336с.
- 10 Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп./ Б.Р. Левин – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

- 11 Аджемов А.С. Теория и методы асинхронной передачи сигналов по синхронным цифровым трактам: автореф. дисс. ... докт. технич. наук: 05.12.02/Аджемов Артем Сергеевич. – М.:1993. – 60с.
- 12 Деарт В. Ю. Мультисервисные сети связи – Протоколы и системы управления сеансами (Softswitch/IMS)./В. Ю. Деарт – М.: Брис-М, 2011. – 198с.
- 13 Леохин Ю.Л. Технологии организации первичных сетей: Презентация [Электронный ресурс]/Ю.Л. Леохин. – Режим доступа: [https://Структуры компьютерных сетей и первичные сети - презентация онлайн \(ppt-online.org\)](https://Структуры компьютерных сетей и первичные сети - презентация онлайн (ppt-online.org)), (дата обращения 31.10.2023)
- 14 Витязев, В.В. Методы широкополосной передачи данных на основе сигналов с частотным разделением каналов / П.Б. Никишкин, В.В. Витязев – Цифровая обработка сигналов, 2020, №3. – С.45 – 49.
- 15 Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М., Шлома, А. П. Шумов – Горячая линия, Телеком, 2017. – 352 с.
- 16 Гельгор А. Л. Технология LTE мобильной передачи данных/А. Л. Гельгор, Е.А. Попов – С-Пб: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. – 204с.
- 17 Журавлев В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах /В. И. Журавлев – М.: Радио и связь, 1986. – 240с.
- 18 Гельгор А. Л. Первичная синхронизация с базовыми станциями LTE / А. Л. Гельгор, М.А. Сиверс, И.И. Павленко, Е.А. Попов, А.И. Горлов, Г.А. Фокин, В. А. Лаврухин//Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – Т.19, №7. – С. 54 – 62.
- 19 Калашников, К. С. Синхронизация OFDM сигналов во временной и частотной областях/К. С. Калашников, Б. И. Шахтарин//ISSN 0236-3933, Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, Сер. "Приборостроение". – 2011. – №1 – С.18 –27.
- 20 Бумагин А.В. Синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации для приема OFDM сигналов в стандарте DVB-T/А.В. Бумагин, К.С. Калашников, А.А. Прудников, В.Б. Стешенко//Цифровая обработка сигналов, 2009. – №1 – С. 37-41.

- 21 Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: учебное пособие / Б.И. Шахтарин, А.А. Иванов, П.И. Кобылкина и др. – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 256 с.
- 22 Шинаков Ю.С. Функции неопределенности сигналов Задова – Чу для систем синхронизации LTE 5-го поколения/Ю.С. Шинаков//Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – Т. 9, № 1.– С. 166 – 174.
- 23 Рюмшин К. Ю., Киселева Т.П. Исследование последовательностей для формирования синхросигнала PSS кадра низкоорбитальной спутниковой системы связи и передачи данных/ К. Ю. Рюмшин, Т.П. Киселева // Цифровая обработка сигналов. – 2024. – №2. – С. 35 – 43.
- 24 Рюмшин К. Ю., Киселева Т.П. Сравнительный анализ корреляционных свойств двоичных и многофазных последовательностей/ К. Ю. Рюмшин, Т.П. Киселева // i-methods – 2024. – Т. 13, №4. – 21с.
- 25 Быков В.В. Улучшение синхронизации OFDM сигналов в системе DVB-T2/В.В. Быков, С.М. Аль-Мершахи // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Т. 10, №6. – С. 21 – 26.
- 26 Кренгель Е.И. Расширение последовательностей Милевского / Е.И. Кренгель//ООО "Кедах Электроникс Инжиниринг", Россия, Москва, evgeniy.krengel@kedah.ru. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://Расширение последовательностей Милевского - Задача минимизации значения ко оценки при фильтрации негауссовских... \(litcey.ru\);](http://Расширение%20последовательностей%20Милевского%20-%20Задача%20минимизации%20значения%20ко%20оценки%20при%20фильтрации%20негауссовских...%20(litcey.ru);) (дата обращения 15.06.2022).
- 27 Кренгель Е.И. Ортогональные последовательности с низким пик-фактором для MC-CDMA систем. / Е.И. Кренгель // Цифровая обработка сигналов и ее применение. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://yandex.ru/clck/jsredir?bu> (дата обращения 23.02.2018)
- 28 Казачков В. О. Исследование реализации синхронизации по сигналам Задова – Чу в стандарте Long Term Evolution для канала с замираниями/В. О. Казачков//Интернет-журнал "Науковедение" ISSN 2223-5167 <http://naukovedenie.ru/> – 2015. – Т.7, №1. – УДК 621.396.94. [Электронный ресурс].

– Режим доступа: <http://naukovedenie.ru/PDF/39TVN115.pdf> (дата обращения 04.01.2018).

29 Beek J.J. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems/J.-J.van de Beek, P.O. Borjesson, M. Sandell // IEEE Transactions on signal processing, Jul. 1997.– Vol. 45, no. 7. – P. 1800 – 1805.

30 Chong-guang Y. A high performance frequency offset estimator for OFDM/Yan Chong-guang, Luo Han-wen, Ding Ming, Wu Yun // Journal of Zhejiang University SCIENCE A. – 2006. – Vol. 7, no.12. – P. 2104 – 2109.

31 Cox D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM/ Donald C. Cox, Timothy M. Schmidl//IEEE Transactions on Communications, Dec. 1997. – Vol. 45, no. 12. – P. 1613 – 1621.

32 Eyadeh A.A. Frame Synchronization Symbols for an OFDM System/Ali A. Eyadeh//International journal of communications. – 2008 – Vol.2. – P. 126 –134.

33 Jung Y.A. Frequency and Symbol Timing offset Estimation Method for CP-OFDM based System/Y.A. Jung, S.B. Byun, H.J. Shin, D.C. Han, S.H. Cho, S.H. Lee // In Proceedings of the 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Republic of Korea, 20–22 October 2021. – P. 599 – 601.

34 Armada A.G. Understanding the Effects of Phase Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)/A.G. Armada // IEEE Transactions on Broadcasting, Jun. 2001. – Vol. 47, no. 2. – P. 153 – 159.

35 Chu D. Polyphase codes with good correlation properties. / D. Chu// IEEE Transactions of information Theory. – July, 1972.–Vol.18, №4. – P. 531 – 532.

36 Frank R.L Polyphase Codes with Good Nonperiodic Correlation Properties/ R.L. Frank // IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 1963. – P. 43 – 45.

37 Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications / U. Mengali, M. Morelli // IEEE Communications Letters, Mar., 1999. – Vol. 3, no. 3. – P. 75 –77.

- 38 Леухин А.Н., Парсаев Н.В. Примеры новых идеальных периодических последовательностей/ А.Н. Леухин, Н.В. Парсаев// ГОУ ВПО «Марийский государственный технический университет», Йошкар-Ола, С. 36 – 40.
- 39 Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://scask.ru/n_book_ssn.php?id=23&3.8. Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка (scask.ru) (дата обращения: 23.05.2022)
- 40 Milewski A. Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-up Equalization. /A. Milewski // IBM J. RES. DEVELOP. – September, 1983.–Vol. 27, №.5, P. 426 – 431.
- 41 Frank R. L. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties. / R. L. Frank, S. A. Zadoff // IRE Trans. Inform. Theory (Corresp.). – Oct., 1962. – Vol. IT-S. – P. 381 – 382.
- 42 Heimdler R. C. Phase shift codes with good periodic correlation properties. / R. C. Heimdler// IRE Trans. Inform. Theory. – Oct., 1961. – Vol. IT-7. – P. 254 –257.
- 43 Агибалов Г.П. Избранные теоремы начального курса криптографии: учебное пособие./ Г.П. Агибалов – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 116 с.
- 44 Moose P. H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction/ P. H. Moose// IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS. –October, 1994. – Vol. 42, no. 10. – P. 2908 –2914.
- 45 Бхатт, Т. Способ, устройство и компьютерный программный продукт, обеспечивающие синхронизацию для сигнала OFDMA исходящей линии связи [Электронный ресурс]/Т. Бхатт, В. Сундарамерти, Д. Жанг, Д. Маккейн – Режим доступа: RU2409905C2 – Яндекс.Патенты (yandex.ru) (дата обращения: 30.01.2022).
- 46 Beek J.J. Synchronization and Channel Estimation in OFDM Systems/ J.J. Beek//Lulea: Universitetstryckeriet, 1998. – 158p.
- 47 Morelli M. A Maximum Likelihood Approach for SSS Detection in LTE Systems / Mich. Morelli, Marc. Moretti // IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS. – April, 2017 – Vol. 16, no. 4.– P. 2423 – 2433.

48 Aboltins A. Synchronization for OFDM-based Communication System: a Brief Overview [Электронный ресурс]./A. Aboltins, D. Klavins// – Режим доступа: Synchronization for ofdm-based communication system... (дата обращения 03.06.2018)

49 Fusco T. Synchronization techniques for OFDM systems /T. Fusco // Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettronica e delle Telecomunicazioni (XVIII ciclo). – 2004–2005. – 119p.

50 Sandell M. ML Estimation of timing and frequency offset in multicarrier systems. / M. Sandell, J. J. Vande Beek, P. O. Borjesson // Research Report TULEA. – Division of Signal Processing, Lulea University of Technology. – December, 1996. – 26 p.

51 Mc Nair B. A. Robust timing and frequency offset estimation scheme for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems/B. Mc Nair, L.J. J. Cimini, N. Sollenberg//Proceedings of the Vehicular Technology Conference (VTC'99 Spring). – Houston, Texas, USA. – 1999. – P. 690 – 694.

52 Muller – Weinfurtner S. Frequency-domain frame synchronization for optimum frequency-differential demodulation of OFDM/ S. Muller – Weinfurtner //IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'99). — Rio de Janeiro, Brazil. – December, 1999. – P. 857 – 862.

53 3GPP TS 36.211 version 10.0.0 Release 10 (2011-01). Technical Specification. European Telecommunications Standards Institute. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. – 2011. – 104 p.

54 ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 (2014-11- DVB-S2); Draft ETSI EN 302 307-2 V1.1.1 (2014-10- DVB-S2X). – 2014. – 80 p.

55 ATIS.3GPP 38. 211. V1620 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; NR; Physical channels and modulation (Release 16). – 2020. – 131 p.

56 Спутниковые навигационные системы. Обобщённая структура СНС. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http:// 17. Спутниковые навигационные системы. Обобщённая структура СНС. – 9 с. \(дата обращения 13.10.2023\).](http://17. Спутниковые навигационные системы. Обобщённая структура СНС. – 9 с. (дата обращения 13.10.2023).)

- 57 Каналы с замираниями. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoj-svyazi/15-kanaly-s-zamiraniyam> (дата обращения 12.07.2019)
- 58 Seki T. OFDM Synchronization Demodulation Unit./ T. Seki, Y. Sugita, T. Ishikawa // United States Patent. – no. 5,602,835. – February, 1997. – 10 p.
- 59 Общие вопросы приема сигналов WiMAX. Тактовая синхронизация. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://2.6. Общие вопросы приема сигналов WiMAX \(дата обращения: 26.04.2024\).](http://2.6. Общие вопросы приема сигналов WiMAX (дата обращения: 26.04.2024).)
- 60 Peng G. Timing and Frequency Synchronization Using CAZAC Sequences for OFDM Systems. [Электронный ресурс]/G. Peng R. Li, Y. He, Z. Han//Sensors 2023 – 23. – 3168, 21p. — Режим доступа: <https://doi.org/10.3390/s23063168>. (дата обращения: 07.04.2025).
- 61 Fang Y. A Novel Synchronization Algorithm Based on CAZAC Sequence for OFDM Systems /Y. Fang, Z. Zhang, G. Liu // IEEE 978-1-61284-683-5. – 2012, 12. – 5 p.
- 62 Park, B. A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems/B. Park, C. Kang // IEEE COMMUNICATIONS LETTERS. – 2003.– Vol. 7, no. 5. – 239 p.
- 63 Das A. A Novel CAZAC Sequence Based Timing Synchronization Scheme for OFDM System/A. Das, B. Mohanty, B. Sahu // International Journal of Advances in Applied Sciences (IJAAS). – 2018.– Vol. 7, No. 1, P. 66 –72.
- 64 Primary Synchronization Signal (PSS). [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://anisimoff.org/lte/lte_synch.html (дата обращения: 02.07.2018)
- 65 Kim J-I. SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver/J-I Kim, J-S Han, H-J. Roh, H-J. Choi // IEEE 978-1-4244-4522-6. – 2009. – P.199 – 203.
- 66 Marais A. IEEE 1588-2008 perspectives and opportunities. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.edn.com> (дата обращения: 20.04.2025)/ Перевод – Возможности и перспективы стандарта IEEE 1588-2008// Электронные компоненты. – 2012. – №5. – С. 74 –78.

67 Смирнов О.Л. Обеспечение синхронизации маломощных базовых станций (small cells) стандарта LTE/О.Л. Смирнов, В.С. Кузнецов, О.В. Червяков// ISSN 0013-5771. – ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ – 2014. – № 11, С. 22 –27.

68 3GPP TS 33.320 Security of Home Node B (HNB) Home evolved Node B (HeNB) (Release 11). – 2012. –15 p.

69 Распределение синхронизации в LTE сетях [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://> Распределение синхронизации в LTE сетях / Статьи / DEALER.SU (дата обращения: 22.04.2025).

70 Системы синхронизации в каналах связи... [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.bmstu.wiki/>... (дата обращения: 05.01.2018).

71 Синхронизация в системах ПДС. Основы передачи... [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://siblec.ru/index.php?dn=html&way=bW9kL2h0bWwvY29udGVudC82c2VtL2NvdXJzZTk1L2x1YzcuaHRt> (дата обращения: 10.01.2018).

72 3GPP TS 36.104 VII. 8.2. 3rd Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 11), 3-rd Generation Partnership Project, Tech. Rep., April, 2014. – 219 p.

73 Поляков Е.С., Моисеев Р.Р., Применение и реализация псевдослучайных последовательностей/ Е.С. Поляков, Р.Р. Моисеев// Научный сетевой журнал «Столыпинский вестник». – 2024, №1. – 11 с.

74 Псевдослучайная двоичная последовательность. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://>Псевдослучайная двоичная последовательность. (дата обращения: 26.09.2024).

75 Математическая модель. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://> Математическая модель – Большая советская энциклопедия (gufo.me) (дата обращения 18. 04.2024)

76 Что такое модель OSI. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://>Сетевая модель OSI: 7 уровней, их протоколы и функции. Skillbox Media. (дата обращения 31.10.2023).

77 Диязитдинов Р. Р. Системы связи с подвижными объектами: конспект лекций/ Р. Р. Диязитдинов. – Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики. Кафедра систем связи: УДК 681.3 621.396. – 2013. – 204 с.

78 Григорьев Е.К. Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах./ Е. К. Григорьев //Proceedings of Telecom. Universities. – 2022. – Vol. 8, Iss. 2. – P. 83 – 90.

79 Хасанов М.С. Методы определения коэффициентов квазиоптимального КИХ-фильтра свертки псевдослучайной бинарной последовательности. [Электронный ресурс]. /М.С. Хасанов, В.В. Курганов// МЭС-2014. ИППМ РАН: Россия, Москва. – октябрь 2014.– 4 с. – Режим доступа: <http://www.mes-conference.ru/data/year2014/pdf/D145.pdf>. (дата обращения: 31.10.2018).

80 Потехин Е.Н. Методы и результаты синтеза апериодических бинарных последовательностей и многофахных последовательностей Баркера / Е.Н. Потехин, А.С. Шувалов, А.Н. Леухин // Цифровая Обработка Сигналов. – 2013. – №4. – С. 45 – 54.

81 Golomb S.W., Gong G. Signal Desing for Good Correlation/ S.W. Golomb, G. Gong//Cambridge University Press. – 2005. — 455 р.

82 Киселева Т.П. Методика восстановления информации конца OFDM символов, суммируемых с CAZAC последовательностями при синхронизации по циклическому префиксу./Т.П. Киселева//T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, №8. – С. 21 – 29.

83 Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М., Сов. Радио. – 1970. – 560 с.

84 Функция ошибок. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://abakbot.ru/online-16/451-erf> (дата обращения: 10.02.2020);

85 Киселева Т.П. Исследование смещения частоты OFDM символов в технологии LTE на этапе синхронизации по циклическому префиксу,

заполняемому элементами последовательностей Задова – Чу./ Т.П. Киселева // М.: Сб. трудов XV Международной отраслевой научно – технической конференции "Технологии информационного общества". – Март 2021. – С. 105 – 110.

86 Киселева Т.П. Использование последовательностей Задова – Чу для синхронизации по корреляционной кривой циклического префикса OFDM – символов LTE технологии./ Т.П. Киселева // Цифровая обработка сигналов. – 2020. – №1. – С. 13 –17.

87 Киселева Т.П. Расчет времени вхождения в синхронизм на этапе синхронизации по циклическому префиксу символов в технологии LTE OFDMA./ Т.П. Киселева // Цифровая обработка сигналов – 2020. – №4. – С.43 – 48.

88 RSSI, SINR, RSRP, RSRQ – параметры качества сотового сигнала. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://RSSI, SINR, RSRP, RSRQ> - какой должен быть уровень для 4G, нормальные значения, показатель качества сигнала. (vegatel.ru) – (дата обращения: 19.09.2024).

89 RSSI, RSRP, SINR – оценка сотового сигнала по показателям качества. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http:// RSSI, RSRP , SINR> оценка сотового сигнала по показателям качества. | Антенщик со стажем | Дзен (dzen.ru) – (дата обращения: 19.09.2024).

90 Kiseleva T.P. The time of entering into synchronism during synchronization according to the cyclic prefix OFDM symbols formed by the sum of information and multiphase sequences. /T.P. Kiseleva// IEEE Xplore Digital Library (IEEE Conference Record #56737).– March, 2023. – 8 p.

91 Киселева Т.П. Алгоритм синхронизации по циклическому префиксу OFDM-символов технологии LTE с определением дробной части фазового смещения./Т.П. Киселева//М.: Сб. трудов XXIV Международной научно – технической конференции "Цифровая обработка сигналов и ее применение". – 30 марта – 1 апреля. – 2022. – С. 162 –167.

92 Системы синхронизации ОЦТС. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/4599854/page:15> (дата обращения 08.11.2022).

93 Слепов Н. Н. Синхронизация цифровых сетей. Методы, терминология, аппаратура. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.electronics.ru/issue/2002/2/4> (дата обращения: 22.10.2024).

**ДОКАЗАТЕЛЬСТВО ПРЕИМУЩЕСТВА АПЕРИОДИЧЕСКИХ
КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЛЯ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЗАДОВА – ЧУ, ФРЭНКА
ПО СРАВНЕНИЮ С ПСП**

Утверждение 1. Для любой ПСП максимум аperiодической АКФ определяется количеством единиц или весом последовательности $W_1 = K/2$, где K – число элементов ПСП. Тогда максимальное значение бокового лепестка аperiодической АКФ для различных значений параметра сдвига τ равно

$$\begin{aligned} MaxBl &\leq \frac{W_1}{2} \text{ при } \tau = \frac{K}{2}; \quad MaxBl \leq \frac{W_1}{4} \text{ при } \tau = \frac{K}{4}; \quad \text{или в общем виде} \\ &MaxBl \leq \frac{K}{2\eta} \text{ при } \tau = \frac{K}{\eta}, \end{aligned} \quad (A.1)$$

где $2 \leq \eta \leq K/2$; η, K – целые числа.

Доказательство. ПСП являются равномерно распределёнными случайными последовательностями [43]. Для ПСП количество "0" и "1" одинаково (\pm один "0" или одна "1"). Тогда при $\tau = K/2$ максимальное значение боковых лепестков $MaxBl \leq K/4$; при $\tau = K/4$ максимальное значение боковых лепестков $MaxBl \leq K/8$; и в общем случае – $MaxBl \leq K/2\eta$ при $\tau = K/\eta$ (выражение (A.1)).

Утверждение 2. Для любой CAZAC последовательности максимум аperiодической АКФ также определяется количеством единиц или весом последовательности $W_1 = K$. В представленном выражении K – число элементов CAZAC последовательности. Тогда максимальное значение бокового лепестка аperiодической АКФ CAZAC последовательности для различных значений параметра сдвига τ равно

$$MaxBl \leq \frac{W_1}{\eta \cdot \xi} \leq \frac{K}{\eta \cdot \xi}, \quad \xi \geq 2, \quad 2 \leq \eta \leq \frac{K}{2},$$

где ξ определяется угловым аргументом в математическом выражении CAZAC последовательности.

Доказательство. Аргументом k -го элемента многофазных последовательностей является значение угла в радианах [26, 35, 39]

$$\varphi(k) \sim \frac{2\pi u k^\eta}{K}$$

где k – номер элемента, $\eta = 0, 1, \dots$,

K – число элементов последовательности,

u – индекс последовательности: K и u в выражении для фазовых углов CAZAC последовательностей – взаимопростые числа [39]. Тогда общее выражение для k -го элемента многофазной последовательности примет вид

$$a_k = \left(\exp\left(\frac{-j2\pi u k^\eta}{K}\right) \right)^{\mu\nu}. \quad (\text{A.2})$$

В выражении (A.2) в применении для последовательностей ZC [26, 35] $\eta = 2, \mu = 1, \nu = 1$ (2.28); в применении для последовательностей Фрэнка $\eta = 1, k = 1, u$ и K – взаимопростые числа [36, 39], значения μ, ν вычисляются из матрицы представленной на рисунке 2.3. Значение максимума апериодической АКФ ($\tau = 0$) CAZAC последовательностей численно равно числу элементов последовательности K , что объясняется равенством "1" модулей всех элементов CAZAC последовательностей (на примере ZC (u, k)):

$$\begin{aligned} \text{mod}(a_u(k)) &= \text{abs}\left(\exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right)\right) = \sqrt{\cos^2\left(\frac{2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right) + \sin^2\left(\frac{2\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right)} \\ &= 1. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Из анализа угловых аргументов ZC и Fr [35, 36, 39, 41] для ZC $\xi \geq 2$, для Frank $\xi \geq 4$. Тогда при $\tau = K/2$ максимальное значение боковых лепестков ZC: $MaxBl \leq K/(2 \cdot \xi)$, т.е. $MaxBl \leq K/4$; при $\tau = K/4$ максимальное значение

боковых лепестков $MaxBl \leq K/(4 \cdot \xi)$, т.е. $MaxBl \leq K/8$; для $K = 49$ [24] при $\tau = K/2$ $MaxBl = 12.801$, что близко к значению $K/4 = 12.25$. В общем случае для ZC

$$MaxBl_{ZC} \leq \frac{W_1}{\eta \cdot \xi} \leq \frac{K}{\eta \cdot \xi} \leq \frac{K}{2\eta}, \quad \xi \geq 2, \quad 2 \leq \eta \leq \frac{K}{2}, \quad \text{при } \tau = \frac{K}{\eta}. \quad (\text{A.4})$$

Для Fr при $\tau = K/2$ максимальное значение боковых лепестков $MaxBl \leq K/(2 \cdot \xi)$, т.е. $MaxBl \leq K/8$; при $\tau = K/4$ максимальное значение боковых лепестков $MaxBl \leq K/(4 \cdot \xi)$, т.е. $MaxBl \leq K/16$; для $K = 49$ [24] при $\tau = K/2$ максимум боковых лепестков $MaxBl = 4.73737$, что меньше значения $K/8 = 6.125$. В общем случае для Fr .

$$MaxBl_{Fr} \leq \frac{W_1}{\eta \cdot \xi} \leq \frac{K}{\eta \cdot \xi} \leq \frac{K}{4\eta}, \quad \xi \geq 4, \quad 2 \leq \eta \leq \frac{K}{2}, \quad \text{при } \tau = \frac{K}{\eta}. \quad (\text{A.5})$$

Следствие. CAZAC последовательности имеют преимущества в корреляционных свойствах аperiодических АКФ по сравнению с любыми ПСП.

Данное следствие обусловлено одной из важной характеристик корреляционных свойств последовательностей – отношение модуля максимального значения аperiодической АКФ к значению модуля максимума боковых лепестков, вычисляемого из выражений (A.1), (A.3), (A.4), для ПСП –

$$R_{PSP} \geq \frac{W_1}{\frac{K}{2\eta}} \geq \frac{\frac{K}{2}}{\frac{K}{2\eta}} \geq \eta, \quad (\text{A.6})$$

для ZC равно

$$R_{ZC} \geq \frac{W_1}{\frac{K}{2\eta}} \geq \frac{\frac{K}{2}}{\frac{K}{2\eta}} \geq 2\eta, \quad (\text{A.7})$$

для Fr –

$$R_{Fr} \geq \frac{W_1}{\frac{K}{4\eta}} \geq \frac{\frac{K}{4}}{\frac{K}{4\eta}} \geq 4\eta. \quad (\text{A.8})$$

Из сравнения выражений (A.6) – (A.8) следует вывод о преимуществе корреляционных свойств CAZAC последовательностей по сравнению с ПСП.

**РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ДРОБНОЙ ЧАСТИ ФАЗОВОГО СДВИГА ДЛЯ
1-ой – 6-ой И 36-ой ПОДНЕСУЩИХ OFDM СИМВОЛОВ КАДРА LTE**

В таблице Б.1 приведены результаты оценки дробного фазового сдвига $\Delta\varphi(l)$ поднесущих с номерами $n = 1 - 6, 36$ "окна" приёма центрального частотного диапазона кадра LTE DL, прошедшего Рэлеевский канал для профилей задержек ETU, EVA, EPA с добавлением АБГШ, ОСШ = 10дБ.

Таблица Б.1 – Результаты оценки дробного фазового сдвига $\Delta\varphi(l)$ поднесущих с номерами $n = 1 - 6, 36$ кадра LTE, прошедшего Рэлеевский канал с ОСШ = 10дБ.

$n_{f_{sc}}$	ETU $dl(n)$ ZC	ETU $dl(n)D$ –bit	ETU $\Delta\varphi$ ZC	ETU $\Delta\varphi$ D –bit	EVA $dl(n)$ ZC	EVA $dl(n)D$ –bit	EVA $\Delta\varphi$ ZC	EVA $\Delta\varphi$ D –bit	EPA $dl(n)$ ZC	EPA $dl(n)D$ –bit	EPA $\Delta\varphi$ ZC	EPA $\Delta\varphi$ D –bit
1	18	69	-0,8 rad	-3,4 rad	68	81	-3,3 rad	-3,9 rad	6	46	-0,3 rad	-2,2 rad
2	18	69	-1,8 rad	-6,8 rad	68	81	-6,7 rad	-8 rad	6	46	-0,6 rad	-4,5 rad
3	18	69	-2,7 rad	-10,2 rad	68	81	-10 rad	-12 rad	6	46	-0,9 rad	-6,8 rad
4	18	69	-3,7 rad	-14,1 rad	68	81	-14 rad	-16,5 rad	6	46	-1,2 rad	-9,4 rad
5	18	69	-4,5 rad	-17,3 rad	68	81	-17 rad	-20,4 rad	6	46	-1,5 rad	-11,6 rad
6	18	69	-5,3 rad	-20,5 rad	68	81	-20 rad	-24,1 rad	6	46	-1,8 rad	-13,6 rad
36	18	69	-31,8 rad	-122 rad	68	81	-120 rad	-143 rad	6	46	-10 rad	-81,2 rad

В таблице Б.2 приведены результаты оценки дробного фазового сдвига $\Delta\varphi(l)$ поднесущих "окна" приема центрального частотного диапазона кадра LTE DL, прошедшего Рэлеевский канал для профилей задержек ETU, EVA, EPA с добавлением АБГШ, ОСШ = 0дБ.

Таблица Б.2 – Результаты оценки дробного фазового сдвига $\Delta\phi(l)$ поднесущих с номерами $n = 1 - 6, 36$ кадра LTE, прошедшего Рэлеевский канал с ОСШ = 0дБ.

$n_{f_{sc}}$	ETU dl(n) ZC –bit	ETU dl(n)D –bit	ETU $\Delta\phi$ ZC	ETU $\Delta\phi$ D – bit	EVA dl(n) ZC –bit	EVA dl(n)D –bit	EVA $\Delta\phi$ ZC	EVA $\Delta\phi$ D – bit	EPA dl(n) ZC –bit	EPA dl(n)D –bit	EPA $\Delta\phi$ ZC	EPA $\Delta\phi$ D – bit
1	20	72	-0,9rad	-3,5 rad	68	81	-3,3 rad	-3,9 rad	7	58	-0,3 rad	-2,8 rad
2	20	72	-1,9 rad	-7,1 rad	68	81	-6,7 rad	-8 rad	7	58	-0,7 rad	-5,7 rad
3	20	72	-2,9 rad	-10,7 rad	68	81	-10 rad	-12 rad	7	58	-1,1 rad	-8,6 rad
4	20	72	-4,1 rad	-14,7 rad	68	81	-13,9 rad	-16,5 rad	7	58	-1,4 rad	-11,8 rad
5	20	72	-5,1 rad	-18,1 rad	68	81	-17,1 rad	-20,4rad	7	58	-1,8 rad	-14,6 rad
6	20	72	-5,9 rad	-21,4 rad	68	81	-20,2 rad	-24,1rad	7	58	-2,1 rad	-17,2 rad
36	20	72	-35,3rad	-127 rad	68	81	-120 rad	-143 rad	7	58	-123 rad	-102,4 rad

ГРАФИКИ ЦИКЛИЧЕСКИХ АКФ ЦП НА ИНТЕРВАЛАХ СЛОТОВ КАДРА LTE ДЛЯ ВТОРОГО СПОСОБА УСРЕДНЕНИЯ ПИКОВ АКФ ЦП И КОМБИНИРОВАННОГО СПОСОБА УСРЕДНЕНИЯ

На рисунке В.1 представлены циклические АКФ ЦП 1...9 слотов "окна" приёма. При первом включении пользователя осуществляется усреднение по алгоритму, описанному в подразделе 4.4 (схема алгоритма представлена на рисунке 4.4). При отсутствии пиков АКФ ЦП, прошедших порог и удовлетворяющих условию точности положения границ символов, можно использовать пики АКФ ЦП, вычисляемые по алгоритму, описанному в подразделе 4.4 (схема алгоритма представлена на рисунке 4.5). Это способ усреднения по амплитуде и временному положению пиков АКФ ЦП отдельных слотов на интервале одного слота кадра LTE DL. Можно использовать и вариант подбора пиков АКФ ЦП, удовлетворяющих условиям синхронизации по границам символов отдельных слотов.

На рисунке В.1 красным цветом отмечены слоты с наибольшим количеством пиков, превосходящих порог λ с выполнением условия точности определения границ OFDM символов $\pm 2 \cdot T_s$ хотя бы для одного символа слота. Для определения границ символов "окна" приёма можно использовать, к примеру, пики АКФ ЦП слота 4 в вариантах границ X=277, 415 или X=683, 545; интервал между данными границами символов $\Delta x=138$ временных отсчётов. Это на 1 временной отсчёт больше идеального варианта 137 отсчётов, что соответствует условию заданной точности.

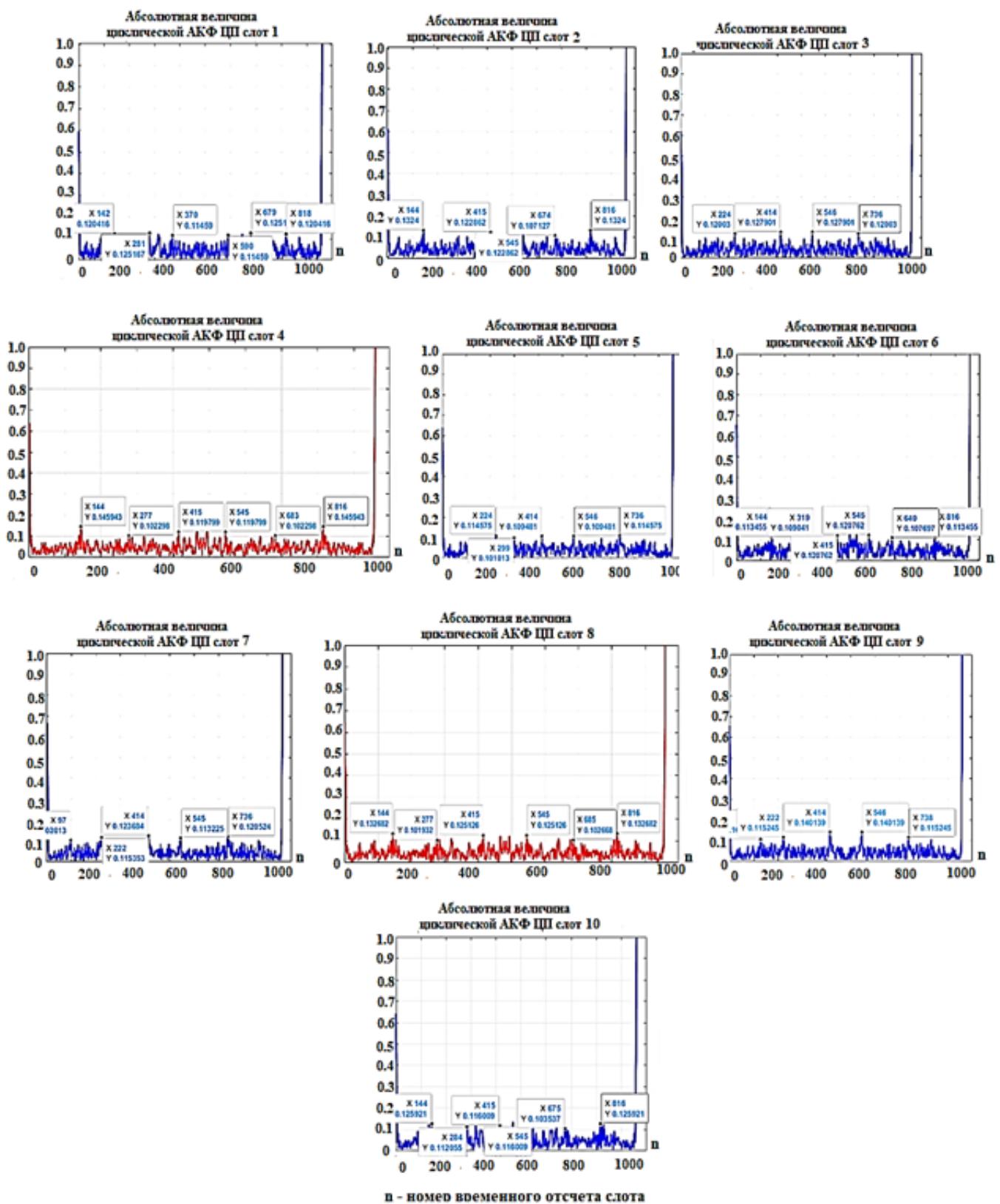
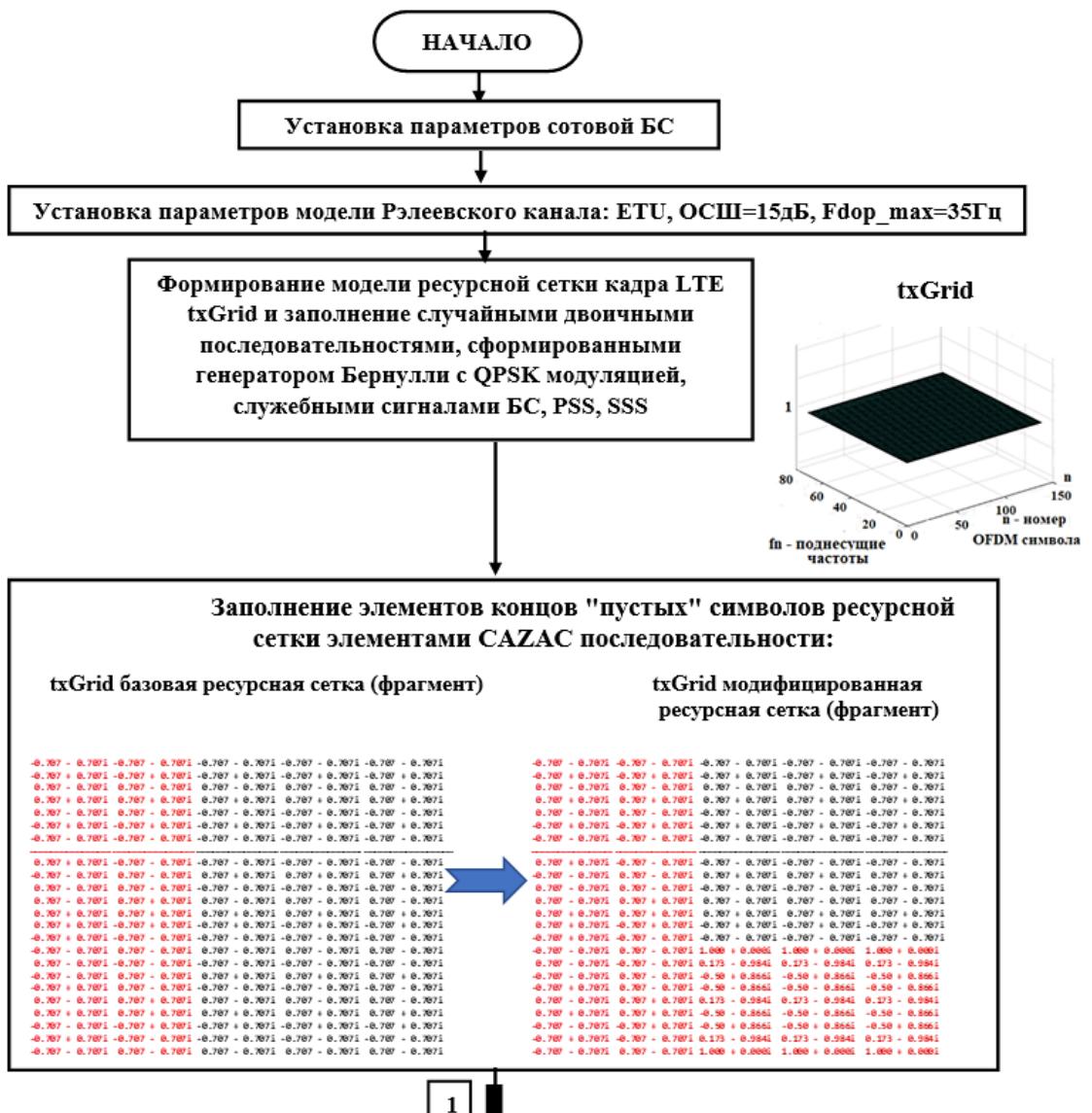
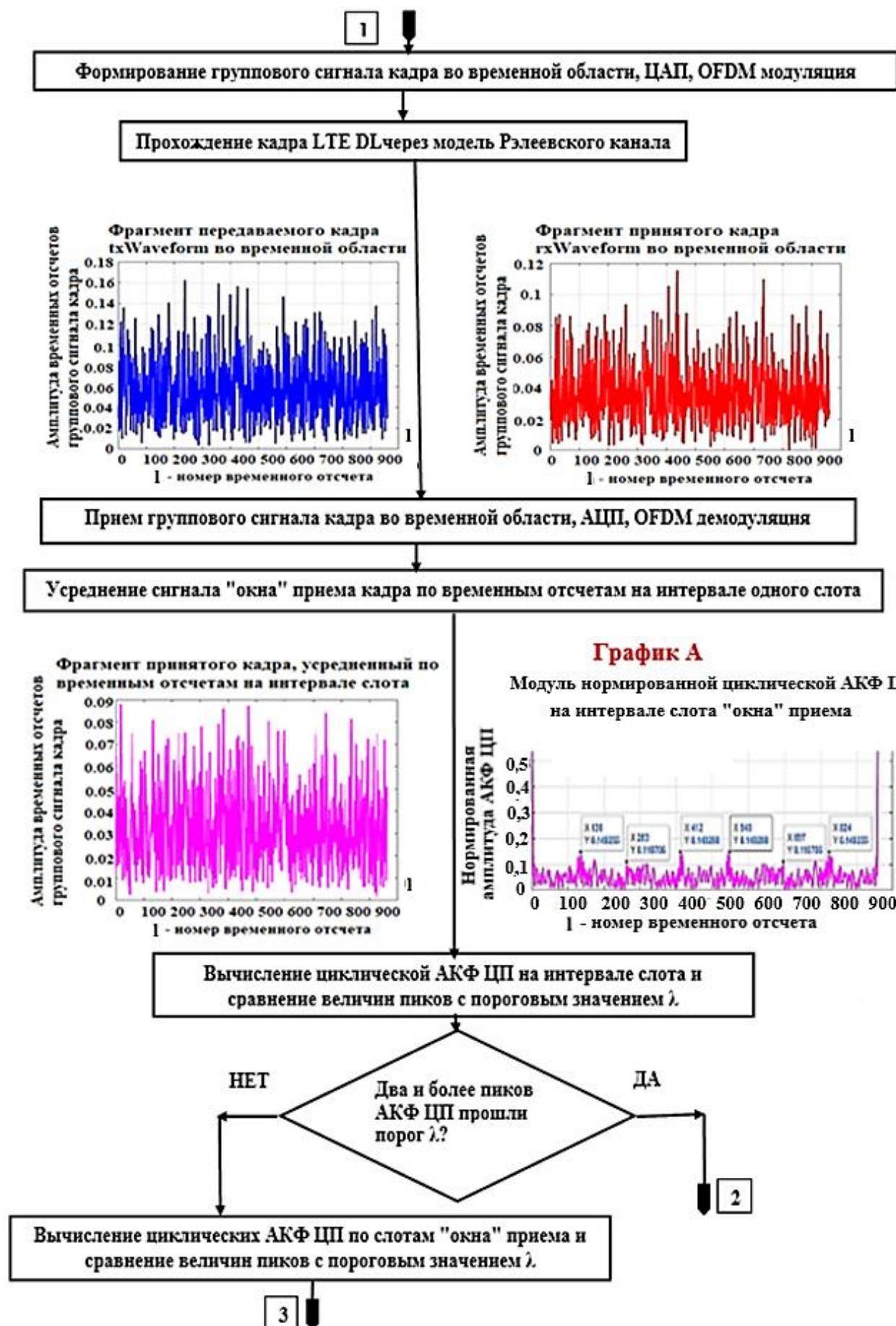


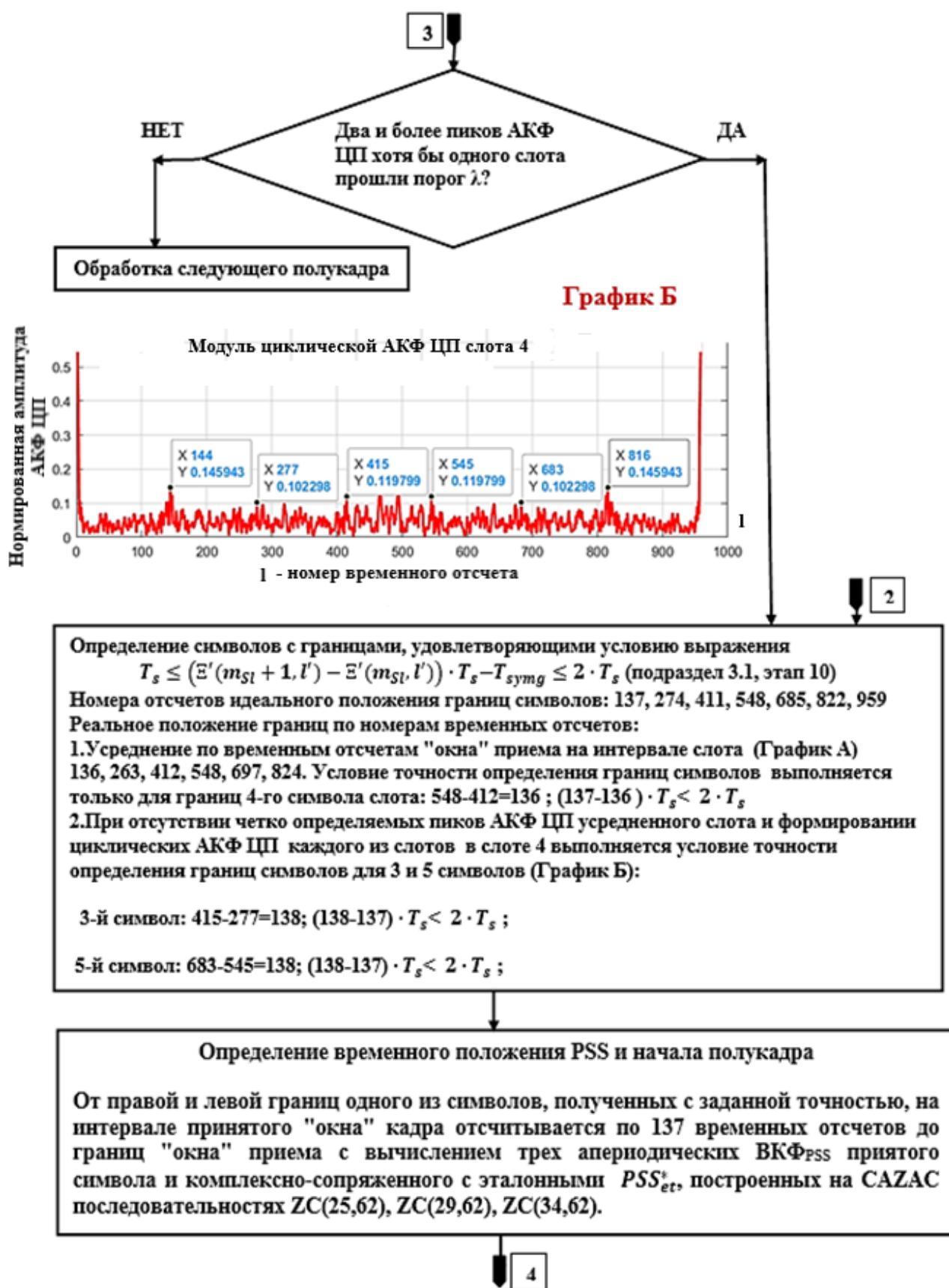
Рисунок В.1 – Графики циклических АКФ ЦП 1 – 10 слотов "окна" приёма

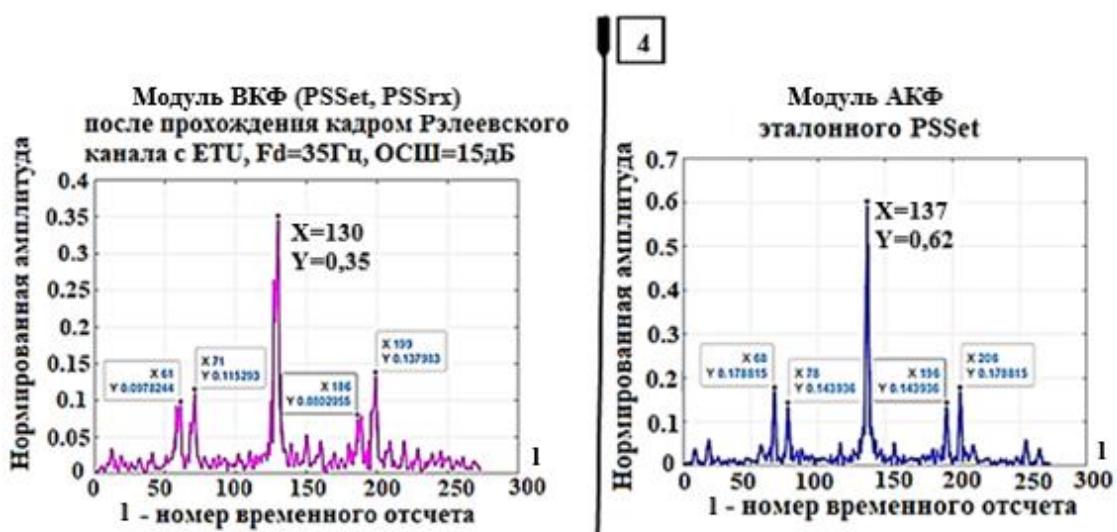
АЛГОРИТМ КОНТРОЛЬНОГО ПРИМЕРА ФОРМИРОВАНИЯ КАДРА LTE DL И КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ "ОКНА" ПРИЕМА В ВАРИАНТЕ ПЕРВОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

Схема алгоритма контрольного примера синхронизации сигналов с OFDM по пикам циклической АКФ ЦП символов кадра LTE при заполнении конца символов CAZAC последовательностями и аperiодической ВКФ эталонного и принятого символа PSS представлена на рисунке Г.1.

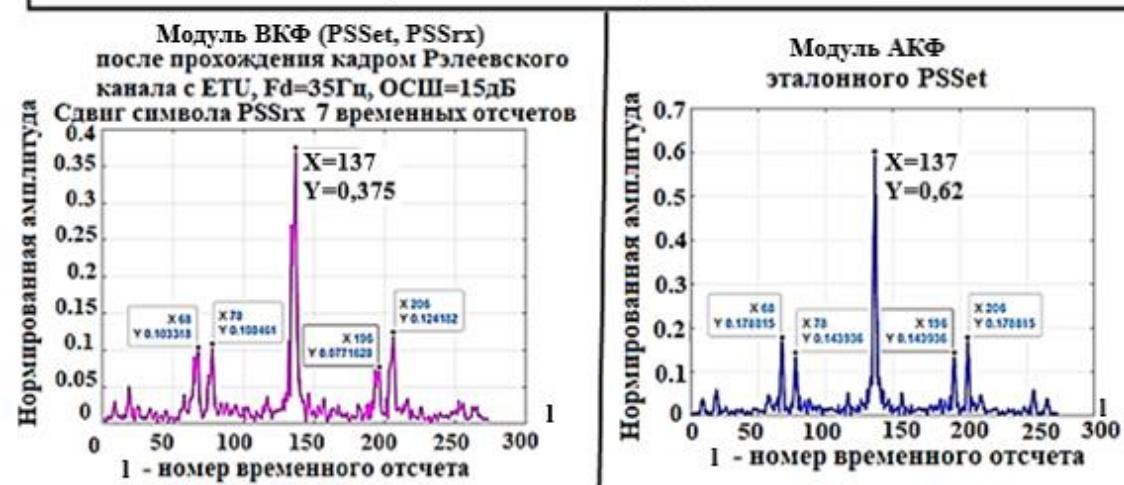








Сдвиг временных отсчетов символа PSS "окна" приема на число отсчетов (137-130=7) между временным положением пиков аperiодических АКФ PSS эталонного (синий цвет графика справа) и ВКФ PSS эталонного и PSS принятого эталонного (сириевый цвет графика слева) и повторное вычисление аperiодического ВКФ_{PSS}



Определение временного положения пика аperiодической ВКФ_{PSS} с заданной точностью позволяет получить положение начала полукадра сдвигом влево от пика на число временных отсчетов, равное интервалу слота (7 символов по 137 временных отсчетов) LTE DL кадра. На этом процесс синхронизации корреляционными методами во временной области считается завершенным. Для получения синхронизации по началу кадра вычисляется положение начала символа SSS (сдвиг влево от пика ВКФ_{PSS} на число временных отсчетов интервала символа OFDM с ЦП, т.е.137) и вычисление ВКФ_{SSS} (SSS_{rx}, SSS_{et}) для двух символов SSS_{rx} с интервалом полукадра между ними

5

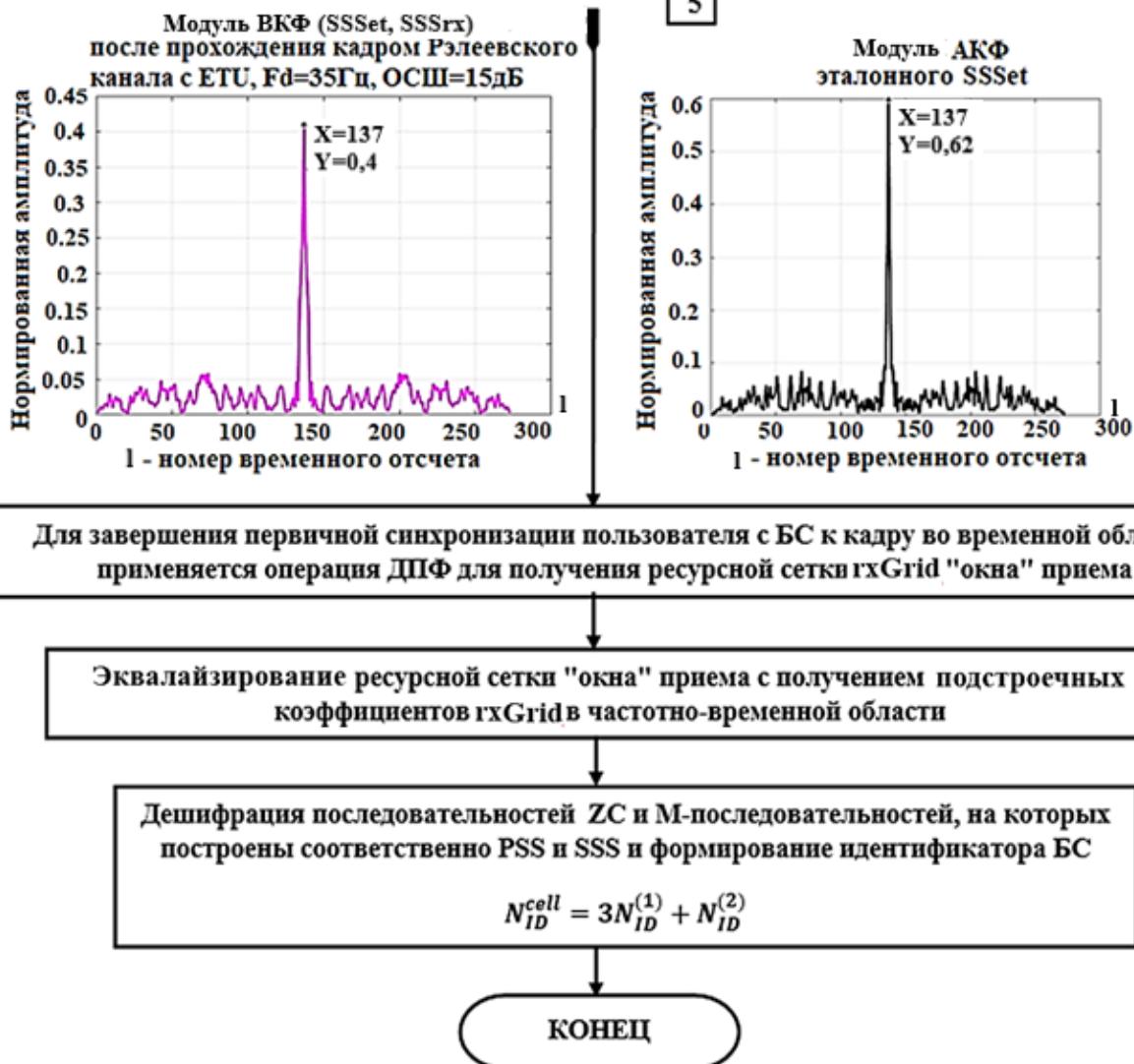


Рисунок Г.1 – Схема алгоритма контрольного примера синхронизации сигналов с OFDM по пикам циклической АКФ ЦП символов кадра LTE при первом включении пользователя и заполнении конца символов CAZAC последовательностями.

ПАТЕНТЫ, АВТОРСКОЕ СВИДЕТЕЛЬСТВО НА ПРОГРАММУ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) RU (11) 2 766 286⁽¹³⁾ C1(51) МПК
H04W 4/00 (2009.01)
H04L 27/00 (2006.01)ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
H04W 4/00 (2021.08); H04W 72/04 (2021.08); H04L 27/00 (2021.08)

(21)(22) Заявка: 2021102576, 04.02.2021

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
04.02.2021Дата регистрации:
11.03.2022

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 04.02.2021

(45) Опубликовано: 11.03.2022 Бюл. № 8

Адрес для переписки:

141200, Московская обл., г. Пушкино, ул.
Разина, 11, кв. 17, Киселевой Татьяне Павловне(72) Автор(ы):
Киселева Татьяна Павловна (RU)(73) Патентообладатель(и):
Киселева Татьяна Павловна (RU)(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: USMAN GUL M.M. et al., "Robust
synchronization for OFDM employing Zadoff-
Chu sequence", Atlanta, Georgia, IEEE, опубл.
2012 на 6 страницах. RU 2679565 C1, 11.02.2019.
RU 2429572 C1, 20.09.2011. RU 2727155 C1,
21.07.2020.C 1
2 7 6 6 2 8 6

R U

(54) ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ЗАДОВА - ЧУ ДЛЯ
ЗАПОЛНЕНИЯ ЦИКЛИЧЕСКОГО ПРЕФИКСА OFDM-СИМВОЛОВ ТЕХНОЛОГИИ LTE

(57) Реферат:

Изобретение относится к системам синхронизации в сотовой связи технологии LTE (LONG TERM EVOLUTION), использующим технологию ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (OFDM) для формирования символов информации. Технический результат - повышение энергетической эффективности системы синхронизации, что увеличивает вероятность правильного определения границ OFDM-символов передаваемого кадра и повышает скорость синхронизации БС с пользователями в каналах связи с помехами. Для этого предложен способ

применения комплексных последовательностей ZC(u,n), в котором осуществляется замена случайных двоичных последовательностей (ПСП) с числом элементов n, копируемыми с конца символа в ЦП OFDM-символа, на комплексные последовательности Задова - Чу с тем же числом элементов n, которыми заполняется ЦП и конец OFDM-символа длиной n элементов, применительно к символам центральной части частотного диапазона кадра LTE, передаваемого от БС к пользователям, в случае, если эти OFDM-символы кадра свободны от служебной информации БС. 5 ил.

R U
2 7 6 6 2 8 6

C 1

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

(19) RU (11) **2 821 059**⁽¹³⁾ C1

(51) МПК
[H04J 13/00](#) (2011.01)
[H04L 27/00](#) (2006.01)
(52) СПК
[H04J 13/0059](#) (2024.01)
[H04L 27/2655](#) (2024.01)
[H04W 56/001](#) (2024.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
 ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

Статус: действует (последнее изменение статуса: 20.06.2024)
 Пошлина: Установленный срок для уплаты пошлины за 3 год: с 26.07.2024 по 25.07.2025. При
 уплате пошлины за 3 год в дополнительный 6-месячный срок с 26.07.2025 по 25.01.2026
 размер пошлины увеличивается на 50%.

(21)(22) Заявка: [2023119604](#), 25.07.2023(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
25.07.2023

Дата регистрации:

(72) Автор(ы):

Киселева Татьяна Павловна (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Киселева Татьяна Павловна (RU)

17.06.2024

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: **25.07.2023**(45) Опубликовано: [17.06.2024](#) Бюл. № [17](#)

(56) Список документов, цитированных в отчете о
 поиске: Киселева Т.П. Методика восстановления
 информации конца OFDM символов,
 суммируемых с CAZAC последовательностями
 при синхронизации по циклическому префиксу //
 Т-Сообщ: Телекоммуникации и транспорт. 2022.
 Том 16. №8. С. 21-29. RU 2766286 C1, 11.03.2022.
 US 2018220387 A1, 02.08.2018. US 20180332551 A1,
 15.11.2018. US 20090052427 A1, 26.02.2009. CN

103188198 A, 03.07.2013. M.M.U. Gul, X. Ma and S. Lee.
 Timing and Frequency Synchronization for OFDM
 Downlink Transmissions Using Zadoff-Chu
 Sequences, in IEEE Transactions on Wireless
 Communications, vol. 14, no. 3, pp. 1716-1729,
 March 2015, doi: 10.1109/TWC.2014.2372757.

Адрес для переписки:

141200, Московская обл., г. Пушкино, ул. Разина,
 11, кв. 17, Киселевой Татьяне Павловне



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
(12) ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

Номер регистрации (свидетельства):
2021665282

Автор:
Киселева Татьяна Павловна (RU)

Дата регистрации: **22.09.2021**

Правообладатель:
Киселева Татьяна Павловна (RU)

Номер и дата поступления заявки:
2021664323 09.09.2021

Дата публикации: **22.09.2021**

Название программы для ЭВМ:
«Программа моделирования циклической автокорреляционной функции циклических префиксов OFDM символов кадра технологии LTE для синхронизации мобильного пользователя и сотовой станции»

Реферат:

Программа предназначена для имитационного моделирования в среде системы MATLAB первого этапа синхронизации по циклическому префиксу (ЦП) символов, построенных по технологии OFDM, кадра технологии LTE, передаваемого с сотовой базовой станции (БС) мобильному пользователю. Программа относится к области радиотехники и техники сотовой связи. Результатом работы программы является: получение программной модели слота из 7 многочастотных (72 поднесущие) OFDM- символов кадра LTE; получение циклической автокорреляционной функции циклического префикса (АКФ ЦП) для 7 символов, усредненной по 10 слотам (полукадру LTE), представленной в координатах (время) x (амплитуда АКФ ЦП) для синхронизации по границам OFDM-символов слота ; длительность временного интервала между пиками АКФ ЦП равна длительности OFDM-символа с точностью до интервала дискретизации; построение трехмерной циклической АКФ ЦП для 7 символов, представленной в координатах (время) x (частота) x (амплитуда АКФ ЦП). В программе можно изменять параметры: шаг дискретизации по временной и частотной координатам, число интервалов по частоте, отношение сигнал/шум, параметры модели Рэлеевского канала связи в системе MATLAB - по желанию пользователя.

Язык программирования: Matlab
Объем программы для ЭВМ: 407 КБ

АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ





Автономная некоммерческая организация
"Институт инженерной физики"

(АНО "Институт инженерной физики")

Большой Ударный пер., д. 1А, стр. 1, г. Серпухов,
 г.о. Серпухов, Московская обл., 142210
 тел. 8(4967)353193; 351371; 8-499-400-05-75
 факс: 8(4967)354420
 e-mail: info@iifmail.ru; <http://www.iifrf.ru>
 ОКПО 58914325, ОГРН 1225000027108,
 ИНН/КПП 5043075306/504301001

02.11.2025 № 3/0711/НТЦ

на № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ

Первый Вице-президент Института –
 Главный конструктор
 Почётный работник науки и техники РФ,
 Доктор технических наук, профессор



С.В. Смурров

11 2025 г.

АКТ

реализации научных результатов диссертационной работы
 на соискание учёной степени кандидата технических наук

Киселёвой Татьяны Павловны

на тему: «**Корреляционный метод синхронизации по границам OFDM
 символов кадра стандарта LTE**» по научной специальности 2.2.15 Системы, сети
 и устройства телекоммуникаций

Комиссия в составе:

председателя комиссии – начальника управления специальных систем
 и средств связи центра систем и средств защиты кандидата технических наук
 Прасолова Виктора Анатольевича;

членов комиссии: заместителя начальника управления специальных систем
 и средств связи центра систем и средств защиты Франкова Сергея Викторовича,
 ведущего инженера-программиста отдела
 математического моделирования и системного программирования кандидата
 технических наук Бобруса Сергея Юрьевича

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы
 Киселёвой Т.П. в части разработки:

**математической модели синхронизации символов OFDM кадра
 стандарта LTE на физическом уровне;
 реализованы при выполнении:**

- ОКР шифр «Режектор-РВ» (заказчик – Минобороны России);
- СЧ ОКР шифр «Модем-ПО» (заказчик – АО «НПП «Полёт»/ Минобороны
 России)

в части обоснования требований к системам связи стандарта LTE, а именно по:

- возможности формирования ЦП и конца символов OFDM последовательностями CAZAC той же длины;
- возможности формирования ЦП и конца символов OFDM суммой с двоичными данными конца символов OFDM;

корреляционного метода синхронизации по границам символов OFDM стандарта LTE;

алгоритмов формирования символов OFDM путём заполнения их конечных интервалов элементами CAZAC последовательностей для вариантов с восстановлением и без восстановления конца символа, а также алгоритмы обработки «окна» приёма и расчёта пороговых величин обеспечивают адаптацию к различным условиям Рэлеевского канала

реализованы при выполнении:

- ОКР шифр «Режектор-РВ» (заказчик – Минобороны России);
- СЧ ОКР шифр «Модем-ПО» (заказчик – АО «НПП «Полёт»/ Минобороны России)

в части обоснования требований к системам связи стандарта LTE, а именно: при обосновании требований к синхронизации на физическом уровне систем связи стандарта LTE, позволяющих сократить время символьной и кадровой синхронизации базовой станции с пользователями в Рэлеевском канале связи

Внедрение полученных результатов позволило:

- уменьшить время синхронизации для варианта с восстановлением информации конца символов в 1,5 раза в Рэлеевском канале с различными профилями задержек;
- уменьшить время синхронизации для варианта без восстановления информации конца символов на приёмной стороне в 2,6 раза в Рэлеевском канале с различными профилями задержек;
- повысить точность синхронизации по границам символов OFDM в ~10 раз.

Председатель комиссии:

В.А. Прасолов

Члены комиссии:

С.В. Франков

С.Ю. Бобрус

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель начальника ВУНЦ ВВС

«ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и

Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

по учебной и научной работе

генерал-майор

В. Казаков

2025 года

АКТ

использования и реализации результатов научных исследований
Киселевой Т.Н.

Комиссия в составе: заместителя председателя комиссии временно исполняющего обязанности – начальника учебно-методического центра полковника Первеницева Р.Е.; членов комиссии: доцента 101 кафедры (авиационных радиоэлектронных комплексов) подполковника Иванова С.Л., доцента 103 кафедры (эксплуатации бортового авиационного радиоэлектронного оборудования) подполковник Сидорчука В.П., доцента 102 кафедры (авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи) подполковника Трущинского А.Ю., составила настоящий акт о том, что результаты научных исследований Киселёвой Татьяны Павловны, опубликованные в работах:

1. Киселева Т.П., Рюмин, К. Ю. Исследование последовательностей для формирования синхросигнала PSS кадра низкоорбитальной спутниковой системы связи и передачи данных // Цифровая обработка сигналов. – 2024. №2. С. 35 – 43.
2. Киселева Т.П., Рюмин, К. Ю. Сравнительный анализ корреляционных свойств двоичных и многофазных последовательностей // i-methods 2024. Т. 13, №4. 21 с.
3. Киселева Т.П. Алгоритм синхронизации по циклическому префиксу OFDM-символов технологии LTE с определением дробной части фазового смещения // Сборник: Цифровая обработка сигналов и её применение (DSPA-2022). 24-я Международная конференция. Москва, 2022. С. 162-167.
4. Киселева Т.П. Методика восстановления информации конца OFDM символов, суммируемых с CAZAC последовательностями при синхронизации по циклическому префиксу // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 8. С. 21-29.
5. Киселева Т.П. Использование последовательностей Задова-Чу для синхронизации по корреляционной кривой циклического префикса OFDM-символов LTE технологии // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 1. С. 13-17.
6. Киселева Т.П. Алгоритм синхронизации сотовой базовой станции с мобильным пользователем по корреляционной функции первичного синхросигнала в технологии LTE // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 34-40.

7. Киселева Т.П. Расчёт времени вхождения в синхронизм на этапе синхронизации по циклическому префиксу символов в технологии LTE OFDMA // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 4. С. 43-48.

реализованы в учебном процессе ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж) на кафедре «Эксплуатации бортового авиационного радиоэлектронного оборудования» при проведении лекционного занятия №1 Общие сведения о радиосигналах и распространении радиоволн, темы №1 Теоретические основы радиотехники, дисциплины «Бортовые радиоэлектронные системы».

Акт о внедрении в учебный процесс рассмотрен и утвержден на заседании кафедры № 103. Протокол № 14 от 27 октября 2025 г.

Заместитель председателя

комиссии:

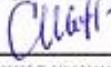
полковник

 (подпись, инициал имени, фамилия)

R. Первезнев

Члены комиссии:

подполковник

 (подпись, инициал имени, фамилия)

S. Иванов

подполковник

 (подпись, инициал имени, фамилия)

V. Сидорчук

подполковник

 (подпись, инициал имени, фамилия)

A. Трушинский

« 10 » ноября 2025 года