

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук

Москва, 2026

Работа выполнена в Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования "Московский технический университет связи и информатики" (МТУСИ)

Научный руководитель:	Рюмшин Константин Юрьевич – доктор технических наук, профессор кафедры "Радиотехнические системы" МТУСИ.
Официальные оппоненты:	Зеленевский Владимир Владимирович – заслуженный работник высшей школы Российской Федерации, доктор технических наук, профессор кафедры №41 Филиала федерального государственного казённого военного образовательного учреждения высшего образования "Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого" Министерства обороны Российской Федерации, г. Серпухов Овсянкин Сергей Владимирович – кандидат технических наук, ведущий инженер-программист, отдел программного и математического обеспечения, акционерное общество "Технологический институт адаптивных систем", г. Санкт-Петербург
Ведущая организация:	Федеральное государственное автономное учреждение "Национальный исследовательский центр телекоммуникаций имени М.И. Кривошеева" (ФГАУ НИЦ Телеком), г. Москва

Защита диссертации состоится " 20 " мая 2026г. в 13 часов на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций 55.2.002.01 при Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования "Московский технический университет связи и информатики" по адресу: 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8-а, МТУСИ, ауд. А-211.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ:
https://dis.mtuci.ru/upload/srd/Dis-Kiseleva/dis_Kiseleva.pdf

Автореферат разослан " ____ " _____ 2026 г.

Учёный секретарь диссертационного совета 55.2.002.01
доктор технических наук, профессор _____ М.В. Терешонок

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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, высокие скорости перемещения и кратное увеличение числа мобильных пользователей ставит вопросы снижения времени вхождения в синхронизм и быстрого восстановления синхронизации при кратковременной её потере. Высокие требования к точности синхронизации ($\pm 0.5 - \pm 32$ мкс) обеспечиваются у операторов мобильной связи протоколом РТР (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), 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 разработанности темы исследования.

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), WLAN (Wireless Local Area Networks – беспроводные локальные сети), LTE, Starlink, 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:

– Теоретические исследования СС множественного доступа и их методов синхронизации – в трудах Шинакова Ю.С., Деарта В. Ю., Витязева В.В. и др.

– Исследование технологии множественного доступа OFDMA – в трудах Крейнделина В. Б., Шломы А. М., Гельгора А. Л., Попова Е. А..

– Системы синхронизации в технологиях СС, в том числе LTE, WiMAX, DVB-T2 (terrestrial digital video broadcasting – наземное цифровое телевидение) в трудах Журавлева В. И., Гельгора А. Л., Калашникова К. С., Шахтарина Б.И., и др., причем в книге Журавлева В. И. 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. 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., Рюмшина К.Ю., Быкова В.В., Кренгеля Е.И., Казачкова В.О. и др., причем в статье Быкова В.В. 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, где авторы приводят примеры построения корреляционных систем синхронизации на основе M-последовательностей, Задова – Чу, описывают преимущества корреляционных свойств CAZAC последовательностей, проводят анализ методов синхронизации в частотной и временной областях, а также структуру и алгоритмы многоэтапной системы синхронизации LTE технологии.

Используемые корреляционные методы синхронизации по границам OFDM символов в технологиях связи LTE, WiMAX, WLAN, DVB-T2, 5G NR (New Radio – Новое Радио), низкоорбитальных спутниковых систем связи (НОССС), стандарта Starlink требуют повышения эффективности 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 синхронизации 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 символов технологии OFDM. Математическая постановка задачи исследования.

2 Разработка математической модели синхронизации символов 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 вероятности, 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 аперидической 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. Уменьшении дробной части фазового смещения пиков циклической АКФ ЦП до 88% в сравнении с базовым вариантом заполнения ЦП в зависимости от вариантов профилей задержек канала 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) и ОСШ.

4. Повышении 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 в разработке нового корреляционного метода синхронизации по границам символов OFDM стандарта LTE с использованием CAZAC последовательностей для уменьшения 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 разработанного метода и алгоритмов синхронизации в имеющемся оборудовании систем связи стандарта LTE при незначительных программных изменениях, с использованием методик и практических рекомендаций по применению разработанного метода.

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, 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 до 2,6 раза как для варианта с восстановлением информации конца символов, так и без восстановления информации конца символов на приёмной стороне 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 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 результатов.

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

– XIV 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 девять работ. Из них 6 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, библиографического списка и шести приложений. Основная часть диссертации изложена на 162 страницах текста, 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.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность диссертационной работы, проведен анализ современного уровня разработанных научно-технических решений, определены цель, задачи и методы исследований. Конкретизируются научная новизна, личный вклад в работу, практическая и научная ценность работы, сведения об апробации, публикациях автора, а также указаны основные положения, выносимые на защиту.

В **первом** разделе проведён анализ существующих символьных (для OFDM технологии) и кадровых корреляционных методов синхронизации. В подразделе 1.1 кратко изложены принципы построения символов OFDM технологии, повторяющиеся временные интервалы которых (элементы ЦП и конца символа) позволяют применить корреляционные методы синхронизации по границам символов. В подразделе 1.2 описаны особенности многолучевого распространения сигналов и характер помех при прохождении кадра OFDM символов Рэлеевского канала в условиях плотной городской застройки. В подразделе 1.3 приведены некоторые существующие корреляционные методы символьной и кадровой синхронизации, основанные на формировании пиков циклических АКФ повторяющихся интервалов OFDM символов (стандарт LTE), либо повторяющихся коротких последовательностей или участков преамбул (стандарты WLAN, WiMAX), синхросигналов (стандарт Starlink). Маркировка начала кадра/полукрадра определяется по положению пиков аперриодических ВКФ принятых и эталонных синхросигналов (стандарты LTE). В подразделе 1.4 рассмотрена система синхронизации технологии LTE 4G поколения, особенности многоэтапного построения которой позволяют наиболее успешно модифицировать корреляционные методы синхронизации по границам OFDM символов для уменьшения времени вхождения в синхронизм на первых этапах синхронизации. В подразделе 1.5 приведены требования по точности к разработанному

корреляционному методу синхронизации, которые определяются в ± 2 временных отсчета ($\pm 1,04 \cdot 10^{-6}$ с) для центрального частотного диапазона кадра LTE DL (Downlink – нисходящее направление передачи – от БС к пользователю). Основой установленной в данной работе точности синхронизации является стандарт IEEE 1588-2008, предусматривающий передачу точных временных меток от ведущего синхроустройства к ведомому для единой временной синхронизации всей сети базовых станций. В подразделе 1.6 представлена математическая постановка задачи исследования корреляционных методов синхронизации в OFDM технологии, которая предполагает:

- минимизацию оценки среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ на этапе символьной синхронизации;
- выбор интервала "окна" приёма 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. В данной работе рассматриваются два варианта синхронизации БС с пользователем – при первом включении пользователя и при случайной потере уже проведённой синхронизации. Оба варианта в обязательном порядке включают первый этап синхронизации – по границам OFDM символов, модифицированных с помощью последовательностей с хорошими корреляционными свойствами, позволяющими минимизировать "окно" обработки принятого кадра и, тем самым, уменьшить время синхронизации. Второй этап синхронизации – по положению пика аperiodической ВКФ PSS (Primary synchronization signal – первичный синхросигнал) – необходим только при первом включении пользователя. Временное положение пика аperiodической ВКФ PSS маркирует начало полукadra LTE и заканчивает процесс синхронизации на физическом уровне при выполнении требований точности синхронизации. Аналитическое представление математической постановки задачи определяется выражением

$$M1\{T_{SYN}\} = \min_{q,m,l} \{(q \cdot m \cdot L_{symg} + l) \cdot T_s\}, \quad (1)$$

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 числу временных отсчетов центрального частотного диапазона кадра ($N'_{Fram} \geq \frac{1}{2}N_{Fram}$), т.е. 70 OFDM символам LTE DL полукadra;

– длительность "окна" при случайной потере синхронизации ограничивается интервалом "скользящего окна" протяжённостью в один слот, т.е. $T_{Ws} = T_{Slot}$, $N'_{Sl}=959$ временных отсчетов 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 на логических уровнях БС при случайной потере синхронизации.

Все операции формирования кадра LTE, его прохождения через канал связи и обработки в приемнике проводятся только для 72 центральных поднесущих частот кадра LTE DL в диапазоне 1,08 МГц, формирующих ресурсную сетку элементов радиокadra в варианте FDD (Frequency Division Duplex – дуплекс частотного разделения каналов) с использованием нормальной длительности ЦП OFDM символов, равной 1/14 длительности информационной части OFDM символов (рисунок 1). Кадр, представленный на рисунке 1 длительностью 10мс, состоит из 10 подкадров (Subfr0 – Subfr9), каждый из которых включает 2 слота (Sl0, Sl1) по 7 символов с нормальным ЦП. Различными цветами на рисунке 1 представлены элементы ресурсной сетки, содержащие служебную информацию БС, в том числе и синхросигналы PSS (7-й символ подкадров 0 и 5) и SSS (Secondary synchronization signal – вторичный синхросигнал, 6-й символ подкадров 0 и 5), Белым цветом представлены элементы ресурсной сетки, содержащие "пустые" символы с возможностью их модификации в рамках разработанного метода синхронизации.

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

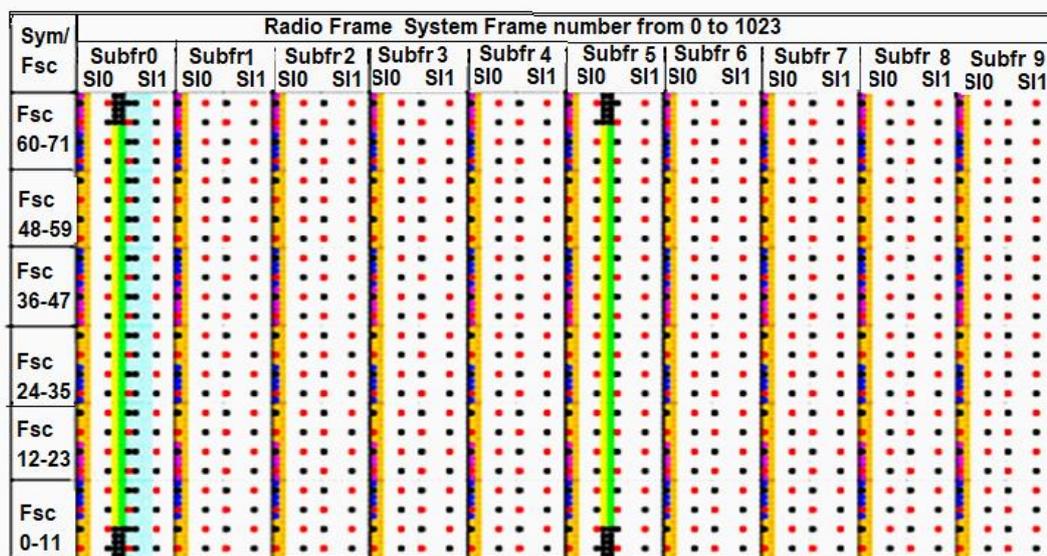


Рисунок 1 – Центральная часть частотного диапазона кадра LTE DL, отражающая ресурсную сетку кадра (по горизонтали – временная ось символов кадра, по вертикали частотная ось поднесущих частот)

Во **втором** разделе представлено аналитическое и функциональное описание математической модели синхронизации LTE кадра по границам OFDM символов на физическом уровне и критерии выбора последовательностей для модификации символов LTE DL кадра, применение которых уменьшает значение $M1\{T_{SYN}\}$ по сравнению с базовым вариантом построения немодифицированных символов кадра, либо при использовании последовательностей прототипа (M -последовательностей) для модификации символов.

В подразделе 2.1 представлена математическая модель синхронизации сигналов с OFDM в системах связи на физическом уровне.

Структурно-функциональная схема математической модели без модификации символов кадра представлена в верхней части рисунка 2. В центре рисунка 2 модулем 13 представлено – графическая интерпретация разработанного метода модификации конечных элементов ресурсной сетки кадра LTE DL.

Отличие разработанной математической модели синхронизации сигналов с OFDM состоит в методе заполнения повторяющихся временных интервалов символов OFDM технологии, а также включением этапа символьной синхронизации принятого временного "окна" кадра по положению границ символов OFDM, совпадающих с положением пиков циклической АКФ ЦП (модуль 8 на рисунке 2).

Варианты заполнения конца символов ресурсной сетки:

- элементами последовательностей с "хорошими" корреляционными свойствами на этапе формирования ресурсной сетки в частотно-временной области центрального частотного диапазона кадра LTE DL;
- элементами суммы двоичных последовательностей и последовательностей с "хорошими" корреляционными свойствами с возможностью восстановления информации конца символов на приемной стороне.

Длительность ЦП и переносимого конца символов определяется стандартом построения кадра.

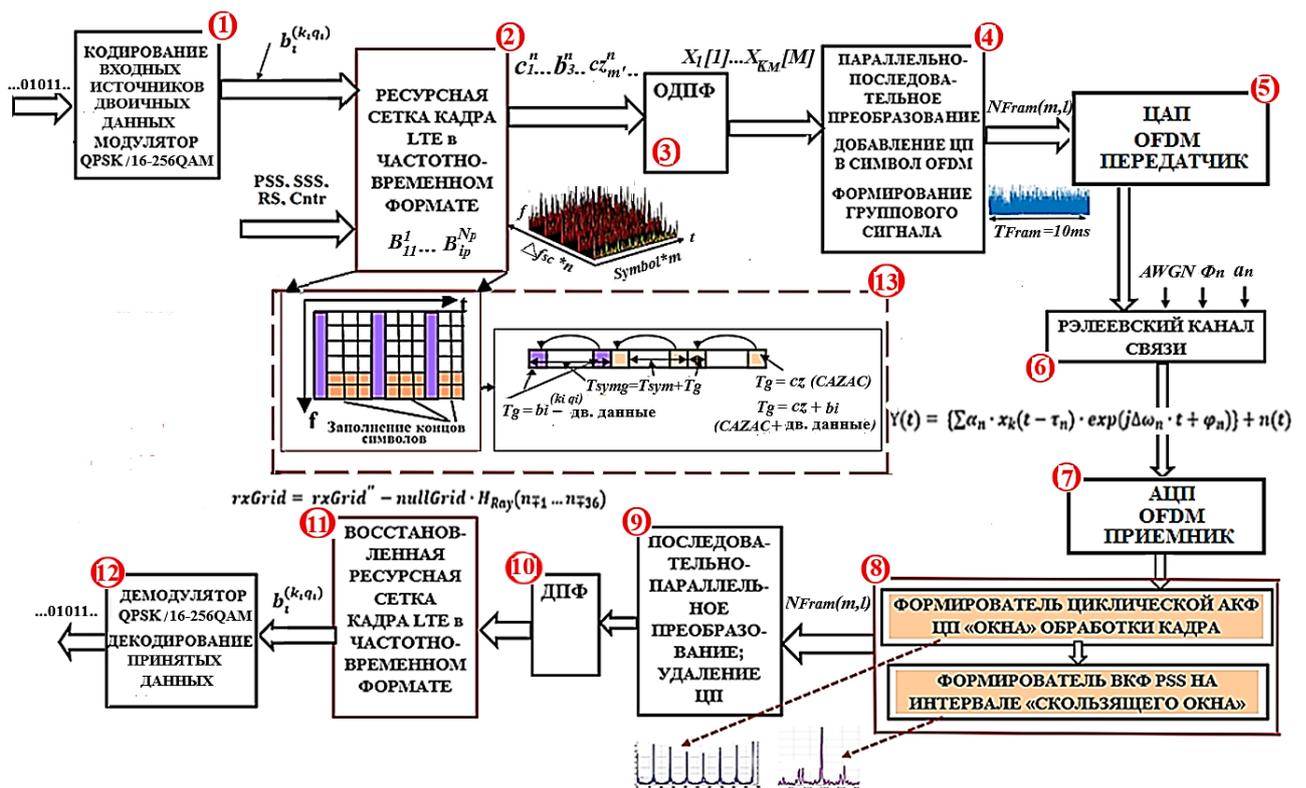


Рисунок 2 – Структурно-функциональная схема математической модели синхронизации сигналов с OFDM на физическом уровне

Заполнение конца символа последовательностями с "хорошими" корреляционными свойствами допускается для символов центрального частотного диапазона, не содержащих служебной информации, 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.

Базовый вариант заполнения концов символов – двоичные последовательности данных, т.е. символы не модифицированы. Вариант прототипа последовательностей для модификации символов – это M -последовательности.

Выражение для вычисления нормированной циклической АКФ ЦП кадра LTE:

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

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.

На рисунке 3 представлен пример нормализованной циклической АКФ ЦП на интервале слота из 7 символов OFDM (для кадра технологии LTE).

Нормированная циклическая АКФ ЦП слота LTE DL кадра

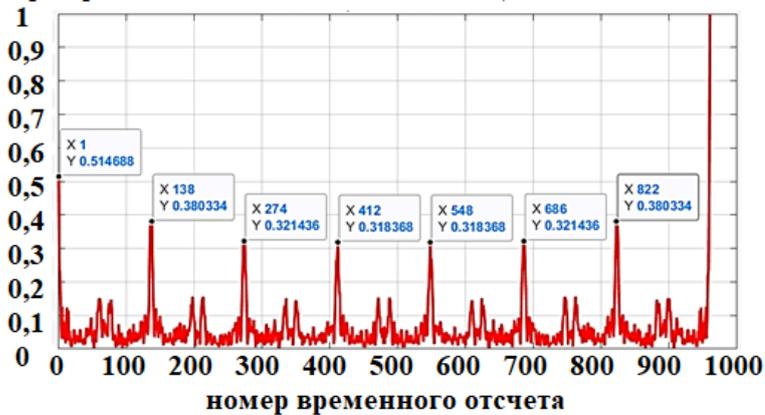


Рисунок 3 – Модуль нормированной циклической АКФ ЦП – 7 символов OFDM слота кадра LTE

В стандарте LTE технологии 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 $F_{s16} = \frac{F_s}{k_d} = 1,92 \text{ МГц}$, где $k_d = 16$ – коэффициент децимации, $F_s = 30,72 \text{ МГц}$.

Для получения границ символов необходимо, чтобы

– пики циклической АКФ ЦП двух-трех символов перешли порог;

– временное положение пар пиков, перешедших порог, соответствовало расстоянию между ними, равному длительности символа кадра с заданной точностью (137 ± 2 временных отсчетов), либо длительности двух-трех смежных символов с теми же требованиями точности крайних границ.

При первом включении пользователя после этапа синхронизации по границам символов, в том же интервале "окна" приема, включающем хотя бы один символ PSS, проводится поиск временного положения PSS перемещением "скользящего окна" длительностью в один символ вправо и влево по временной оси от положения пиков АКФ ЦП, соответствующих идеальному положению границ OFDM символов кадра с заданной точностью и вычисление аperiodической ВКФ принятого символа и 3-х вариантов эталонных PSS. Выражение для вычисления ВКФ PSS

$$\text{ВКФ}_{PSS}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} PSS_{rec}(\tau + l) \cdot PSS_{et}^*(l), \quad (3)$$

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

l – номер временного отсчета;

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

Пик ВКФ_{PSS} , превосходящий порог, маркирует начало полукадра LTE DL. Получение временного положения полукадра завершает синхронизацию на физическом уровне, т.к. позволяет рассчитать положение вторичного синхросигнала SSS, причем информативный SSS может находиться в первой или второй половине кадра LTE DL; затем дешифровать символы PSS и SSS, чтобы получить идентификатор БС:

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}, \quad (4)$$

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

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

Среднее значение времени синхронизации на физическом уровне при первом включении пользователя в разработанной математической модели составляет порядка полукадра LTE DL ~ (5мс – 5,5мс).

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. В базовом варианте формирования символов 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 (3).

Для достижения требуемой точности синхронизации кадра по ранее проведенным исследованиям в существующих системах связи предлагается усреднение положения пика ВКФ_{PSS} по 8 и более периодам повторения PSS. Таким образом, интервал "окна" приема в базовом варианте – более 4-х кадров LTE DL, т.е. более 40 мс.

Длительность "окна" при случайной потере синхронизации ограничивается интервалом "скользящего окна" протяженностью в один слот (0,5мс), т.е.

$T_{Ws} = T_{Slot}$, $N'_{Sl}=959$ временных отсчетов при значении $T_s = 0.52 \cdot 10^{-6}$ с. Число перемещений "скользящего окна" на интервале "окна" приема ограничено временем удержания в "очереди" на обслуживание пользователя на высших логических уровнях системы при случайной потере синхронизации.

В подразделе 2.2 приведены основные характеристики исследуемых последовательностей и критерии их выбора для применения в разработанной математической модели как последовательностей с "хорошими" корреляционными свойствами. В данной работе проведены сравнительные оценки двоичных, M -последовательностей и CAZAC последовательностей по критериям значения мерит-фактора (далее – MF) АКФ/ВКФ и ограничений длины последовательности (числу элементов). В качестве MF полагается отношение мощности главного лепестка АКФ или ВКФ к средней величине мощности боковых лепестков.

$$MF_{AK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(AK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(AK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(AK\Phi))\}/(K-1)}, \quad (5)$$

$$MF_{BK\Phi} = \frac{\text{mod}(\max(BK\Phi))}{\{[\sum_k \text{mod}(BK\Phi(k))] - \text{mod}(\max(BK\Phi))\}/(K-1)}, \quad (6)$$

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

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

k – номер элемента АКФ или ВКФ;

K – число элементов АКФ или ВКФ.

Оценка корреляционных характеристик проводилась по значению MF аperiodических исследуемых последовательностей: двоичных, M -последовательностей, Задова – Чу, Фрэнка для значения $K = 15$ (16 – для последовательности Фрэнка).

Элементы CAZAC последовательностей принадлежат множеству комплексных чисел – корней из единицы вида $a(k) = \exp(j \frac{2\pi k}{K})$, $0 \leq k < K$. CAZAC последовательности отличаются постоянством модуля амплитуды комплексного сигнала, идеальной циклической АКФ, нулевой взаимной корреляцией последовательности с одним и тем же индексом k при различных циклических сдвигах, низким значением пик-фактора. В таблице 1 приведены значения MF для исследуемых последовательностей.

Таблица 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 (далее – Fr) –

выражение (7) для k -го элемента последовательности Fr и Задова – Чу (далее – ZC) – выражение (8) для k -го элемента ZC.

$$a_k = \left(\exp\left(\frac{-j \cdot 2\pi \cdot \beta}{K}\right) \right)^{\mu \cdot \nu}, \text{ где } \mu, \nu = 0, 1 \dots K - 1 \quad (7)$$

где μ – номер столбца порождающей матрицы;

ν – номер строки;

K – число элементов последовательности.

β и K являются целыми взаимно простыми числами.

$$a_u(k) = \exp\left(-j \frac{\pi \cdot u \cdot k^2}{K}\right), k = 0, 1 \dots K - 1, \quad K - \text{чётное},$$

$$a_u(k) = \exp\left(-j \frac{\pi \cdot u \cdot k \cdot (k + 1)}{K}\right), k = 0, 1 \dots K - 1, \quad K - \text{нечётное}. \quad (8)$$

где u – индекс (корень) последовательности;

k – номер элемента последовательности.

Для MF апериодических АКФ многофазных CAZAC последовательностей и любых ПСП, в том числе и M -последовательностей, выполняется следующее соотношение:

$$MF_{CAZAC} > MF_{ПСП}.$$

Двоичные последовательности могут иметь любое число элементов. Элементы последовательности ZC, представленные выражениями (8), разделяются на четный и нечетный вариант числа элементов; число элементов с учетом этого разделения также любое. Меньше вариаций длины для последовательностей Fr, представленных выражением (8), которые могут иметь число элементов, равное квадрату целого числа. Для M -последовательностей число элементов K равно $K = 2^\gamma - 1$; γ – целое число, т.е. имеет степенную зависимость.

Таким образом, представленная во втором разделе математическая модель синхронизации позволяет формировать символы кадра LTE DL с различными типами заполнения конечных интервалов символов и на приемной стороне получать циклическую АКФ ЦП и апериодическую ВКФ PSS для определения границ символов кадра по положению пиков АКФ и маркирования начала полукадра по пику ВКФ. Проведенные исследования показали, что по выбранным критериям, для модификации OFDM символов кадра LTE DL в диссертационной работе целесообразно использовать последовательности Fr и ZC.

В третьем 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 MF АКФ ЦП с применением исследуемых последовательностей, оценка значения пик-фактора (далее – PAPR), среднего значения времени вхождения в синхронизм $M1\{T_{SYN}\}$ при базовом варианте, варианте прототипа модификации символов M -последовательностями и разработанного варианта заполнения конца символов многофазными последовательностями Фрэнка и Задова – Чу. Проведена оценка относительного частотного смещения ϵ , дробного фазового смещения поднесущих $\Delta\phi$ и оценка точности "попадания" пиков циклической АКФ ЦП во временное положение границ символов dT_{ni} для базового варианта построения символов кадра и модифицированных символов с применением всех исследуемых последовательностей.

В подразделе 3.1 представлены отдельные этапы разработанного метода синхронизации по границам OFDM символов кадра LTE DL. Ключевые этапы разработанного метода

разделяются на этапы формирования кадра модифицированных символов – на передающей стороне и этапы обработки "окна" приёма.

Формирование передаваемого кадра OFDM символов включают

1) Этап определения длительности "окна" приёма и обработки для первого включения пользователя, либо "скользящего окна" при восстановлении случайно потерянной синхронизации.

2) Этап заполнения ресурсной сетки кадра в частотно – временной области (модули 2, 13 рисунка 2) модифицированными "пустыми" символами, исключая синхросигналы и служебные данные БС:

– элементами CAZAC последовательностей без восстановления на приемной стороне данных концов символов; процесс модификации "пустых" символов определяется выражением

$$txGrid \rightarrow txGrid', \quad (9)$$

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

$$txGrid = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} b_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots b_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots b_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n b_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots b_{59}^n \dots c_{77}^n \dots b_{140}^n \end{array} \right\}, \quad (10)$$

$txGrid'$ – ресурсная сетка с заполнением "пустых" элементов конца символов элементами CAZAC последовательностей

$$txGrid' = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} c_{Z3}^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots c_{Z59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots c_{Z140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n c_{Z3}^n \dots c_6^n c_7^n \dots c_{Z59}^n \dots c_{77}^n \dots c_{Z140}^n \end{array} \right\}, \quad (11)$$

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;

$\{c_{m'}^n\}$ – 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;

– элементами суммы CAZAC последовательностей и данных пользователей, ранее синхронизированных с БС, с восстановлением на приемной стороне данных концов символов; процесс модификации символов определяется выражением

$$txGrid \rightarrow txGrid'' , \quad (12)$$

где $txGrid$ – стандартная ресурсная сетка без модификации элементов конца символов, определяемая выражением (10);

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

$$txGrid'' = \left\{ \begin{array}{l} c_1^1 c_2^1 b_3^1 \dots c_6^1 c_7^1 \dots b_{59}^1 \dots c_{77}^1 \dots b_{140}^1 \\ c_1^2 c_2^2 b_3^2 \dots c_6^2 c_7^2 \dots b_{59}^2 \dots c_{77}^2 \dots b_{140}^2 \\ \dots \\ c_1^{n-k} c_2^{n-k} b_3^{n-k} + cz_3^{n-k} \dots c_6^{n-k} c_7^{n-k} \dots b_{59}^{n-k} + cz_{59}^{n-k} \dots c_{77}^{n-k} \dots b_{140}^{n-k} + cz_{140}^{n-k} \\ c_1^n c_2^n b_3^n + cz_3^n \dots c_6^n c_7^n \dots b_{59}^n + cz_{59}^n \dots c_{77}^n \dots b_{140}^n + cz_{140}^n \end{array} \right\}, \quad (13)$$

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

При выполнении следующих этапов на передающей стороне формируется групповой сигнал кадра LTE DL во временной области путем ОДПФ ресурсной сетки кадра с суммированием соответствующих временных отсчетов поднесущих OFDM символов, модулированных информационными данными пользователей, с добавлением ЦП символов. Кадр LTE DL пропускается через модель Рэлеевского канала.

После приёма кадра и фильтрации сигнала несущей частоты проводятся этапы обработки выбранного "окна" принятого кадра LTE DL для синхронизации по границам символов OFDM и границе полукадра с заданной точностью.

Этапы обработки принятого кадра включают:

1) Вычисление циклической АКФ ЦП на интервале слота во временной области производится согласно выражению (2)

а) в варианте первого включения пользователя проводится предварительное усреднение временных отсчётов "окна" приёма на интервале слота, содержащего 7 OFDM символов, либо усреднение на интервале первого слота амплитуды и временного положения пиков АКФ ЦП последующих слотов полукадра;

б) в варианте случайной потери синхронизации вычисление циклической АКФ ЦП проводится при перемещении "скользящего окна" длительностью в один слот до получения значений пиков АКФ ЦП, удовлетворяющих условиям синхронизации по границам символов слота.

2) Выполнение условий синхронизации по границам символов на интервале слота

а) определение временного положения максимального значения циклической АКФ ЦП;

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

б) поиск вариантов превышения максимальным значением АКФ ЦП порога λ :

$$\begin{aligned} A'(m_{Sl}, l') &= \text{АКФ}_{\text{ЦП}}(\Xi(m_{Sl}, l)) \geq \lambda, \\ \lambda &= \frac{1}{2} \frac{\sum_{m_{Sl}=0}^{M_{Sl}-1} \sum_{g=1}^G cz'(m_{Sl}, g)}{M_{Sl}}, \end{aligned} \quad (14)$$

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

$cz'(m_{Sl}, g)$ – мощность g -ого временного отсчёта ЦП принятого m_{Sl} -го символа слота при модификации конца символа элементами CAZAC последовательности;

в) достижения точности определения границ OFDM символов ± 2 временных отсчёта АЦП на интервале символа.

$$0 \cdot T_s \leq |(\Xi(m_{Sl} + 1, l') - \Xi(m_{Sl}, l')) \cdot T_s - T_{symg}| \leq 2 \cdot T_s, \quad (15)$$

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

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

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

$$(dT_{SYM_{min}} \leq dT_{SYM} \leq dT_{SYM_{max}}) = (T_{sym} - T_g) \leq dT_{SYM} \leq (2T_g + (T_{sym} + T_g)) \quad (16).$$

На рисунке 4 представлена схема расположения пиков циклической АКФ ЦП слота.

Положение границ OFDM символов рассматривается 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.

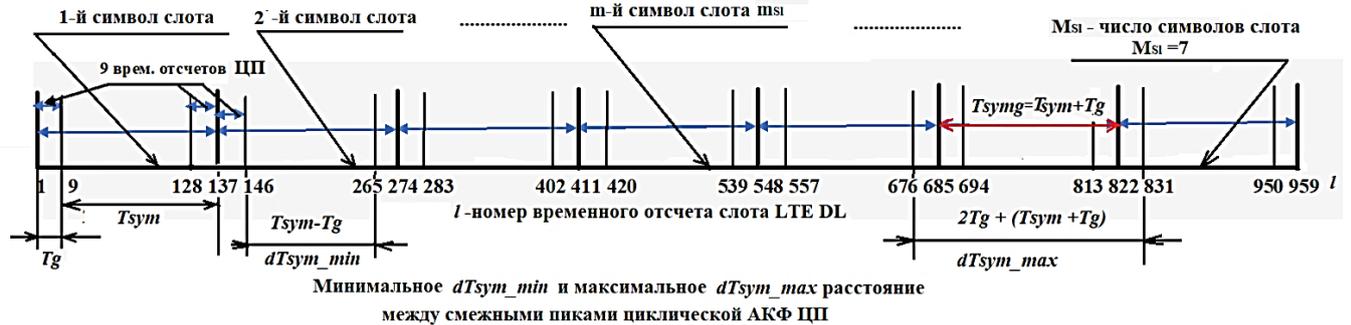


Рисунок 4 – Схема положения пиков циклической АКФ ЦП символов OFDM слота кадра LTE DL, поясняющая рассматриваемые границы взаимного положения двух смежных пиков в интервале ($dT_{SYM_min} \leq dT_{SYM} \leq dT_{SYM_max}$)

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. Таким образом, 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 рассматриваемого временного положения пиков АКФ ЦП для определения границ символов слота определяется выражением $[(T_{sym} - T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}] \leq (dT_{SYM} + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}) \leq [2T_g + (T_{sym} + T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}]$.

В этом случае отсчёт символов для определения положения PSS проводится от границ крайних символов из цепочки $i + k$ символов. На рисунке 5 представлена схема расположения

пиков циклической АКФ ЦП слота, поясняющая определение границ крайних символов из цепочки $i + k$ символов.

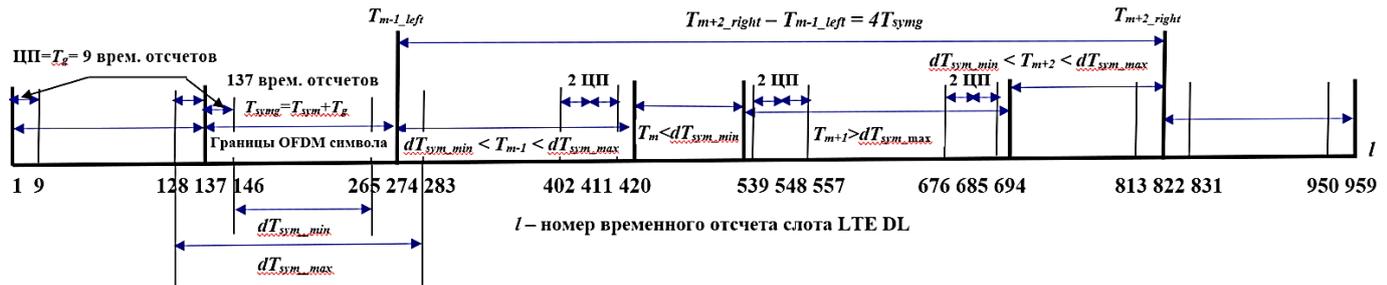


Рисунок 5 – Схема положения пиков циклической АКФ ЦП символов OFDM слота кадра LTE DL, поясняющая выполнение условия определения границ символов слота в варианте $[(T_{sym} - T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}] \leq (dT_{SYM} + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}) \leq [2T_g + (T_{sym} + T_g) + (i_m + k_m) \cdot T_{symg}]$.

В варианте случайной потери синхронизации при выполнении условия точности определения границ OFDM символов в "скользящем окне" на интервале слота процесс синхронизации по границам OFDM символов на физическом уровне считается законченным. Информация о восстановлении синхронизации с временными параметрами интервала потерянной части кадра передается пользователем 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, в случае потери места в "очереди" на обслуживание пользователя БС, повторного процесса синхронизации по правилам синхронизации пользователя при первом включении.

3) В варианте первого включения пользователя выполняется поиск временного положения принятого PSS в "скользящем окне" длительностью в один OFDM символ путём перемещения вправо и влево от установленных границ символа "скользящего окна" с вычислением из выражения (3) ВКФ с эталонным PSS (ВКФ_{PSS}(τ)) и определением по положению пика ВКФ ($\max_l(m) | \text{ВКФ}_{PSS}[l] |$) временного положения полукадра с точностью ± 2 временных отсчёта

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

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

где λ_{PSS} – значение модуля порога для пика ВКФ PSS;

zc_k^u – последовательность ZC(25,62), ZC(29,62) или ZC(34,62), на которой построен один из синхросигналов PSS, передаваемый пользователю от БС.

На этом этапе завершается процесс синхронизации на физическом уровне 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.

В подразделе 3.2 представлен обобщенный алгоритм, соответствующий этапам формирования передаваемого кадра LTE DL с модифицированными символами и обработки выбранного "окна" принятого кадра LTE DL для синхронизации по границам символов OFDM и границе полукадра с заданной точностью. Алгоритм включает ветви обработки "окна" приема

на интервале полукадра при первом включении пользователя, обработки "скользящего окна" на интервале слота при случайной потере синхронизации и восстановления информации концов символов пользователей, ранее синхронизированных с БС и получивших ресурсные блоки (RB – Resource block). в центральном частотном диапазоне кадра.

В подразделах 3.3, 3.5 приведены аналитические выражения для оценок и результаты оценок значений $MF, PAPR, M1\{T_{SYN}\}$, ε , $\Delta\varphi$, точности определения границ символов кадра для всех исследуемых последовательностей, полученные в условиях прохождения LTE DL кадра OFDM символов моделей идеального, Гауссовского и Рэлеевского каналов связи с значениями ОСШ 0дБ – 50дБ и вероятностей ложной тревоги $P_1 = 10^{-3} - 10^{-6}$. При прохождении кадром LTE DL Рэлеевского канала результаты оценок $\Delta\varphi$ получены в вариантах профилей задержек EGU, EVA, EPA стандарта LTE.

Наиболее информативные результаты – среднее значение времени синхронизации $M1\{T_{SYN}\}$ как на первом этапе (по границам символов кадра), так и суммарного времени синхронизации при первом включении пользователя в Рэлеевском канале.

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

$$M1\{T_{SYN}\} = \frac{(2 - P_{об}) \cdot (n_{sym} - 1) \cdot T_{symg}}{2 \cdot P_{об}}, \quad (17)$$

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;

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

$$P_{об} = \frac{1}{2} [1 + \Phi(MF - H_r)], \quad (18)$$

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

MF – величина модуля мерит – фактора циклической АКФ ЦП;

H_r – величина порога, вычисляемая из выражения для заданного значения вероятности ложной тревоги P_1 и определяется из выражения

$$P_1 = \frac{1}{2} \cdot [1 - \Phi\left(\frac{H}{N_0}\right)] = \frac{1}{2} \cdot [1 - \Phi(H_r)]. \quad (19)$$

В рамках разработанного метода для получения оценки преимуществ вариантов заполнения концов символов исследуемыми последовательностями – $M-, Fr, ZC$, двоичными последовательностями ($D - bit$) проведены исследования для последовательностей длины $K = 9, 15, 63$. Результаты анализа значения $M1\{T_{SYN}\}$ для различных условий проведения

исследований в идеальном и Рэлеевском каналах приведены в подразделе 3.5.3 диссертационной работы в виде графиков на рисунках 3.9 – 3.16 и в таблицах 3.1 – 3.5.

Основные результаты исследований для вероятности ложной тревоги $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}$ и заполнения концов OFDM последовательностями ZC, Fr, M -, или их суммой с модулированными QPSK информационными данными $ZC + (D - bit), Fr + (D - bit), M + (D - bit)$ а также в базовом варианте построения символов $(D - bit)$ в Рэлеевском канале с ОСШ = 10дБ и Доплеровским смещением частоты $F_{dop}=100$ Гц приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Значения $M1\{T_{SYN}\}$ для последовательностей $(D - bit, M, ZC, Fr, M + (D - bit), ZC + (D - bit), Fr + (D - bit)$ при $n = 9, 15, 63$

Последовательности	$M1\{T_{SYN}\}(n=9,$ ОСШ=10дБ, $P_1=10^{-4},$ QPSK)	$M1\{T_{SYN}\}(n=15/16,$ ОСШ=10дБ, $P_1=10^{-3},$ QPSK)	$M1\{T_{SYN}\}(n=63/64,$ ОСШ=10дБ, $P_1=10^{-3},$ QPSK)
ZC	~ 2,5 мс	~ 2,4 мс	~ 2,46 мс
Fr	~ 2,5 мс	~ 2,4 мс	~ 2,46 мс
M	—————	~ 3,0 мс	~ 2,47 мс
D-bit	~ 8,0 мс	~ 5,6 мс	~ 6,0 мс
ZC+(D-bit)	~ 3,2 мс	~ 2,46 мс	~ 2,46 мс
Fr+(D-bit)	~ 3,0 мс	~ 2,47 мс	~ 2,46 мс
M+(D-bit)	—————	~ 3,7 мс	~ 2,46 мс
Выигрыш в $M1\{T_{SYN}\}$ при применении последовательностей Fr или ZC для модификации символов	3,2 раз (в сравнении с базовым вариантом)	2,3 раз (в сравнении с базовым вариантом) 1,5 раз (в сравнении с вариантом прототипа)	2,4 раз (в сравнении с базовым вариантом) В сравнении. с вариантом прототипа нет выигрыша

В последней строке таблицы 2 приведено значение выигрыша в величине $M1\{T_{SYN}\}$ при применении разработанного метода модификации символов в зависимости от числа элементов последовательности в сравнении с базовым вариантом без модификации символов кадра LTE DL, либо с вариантом прототипа.

В диссертационной работе исследования $M1\{T_{SYN}\}$ с применением M - и CAZAC последовательностей проведены на модели Рэлеевского канала связи с добавлением АБГШ с $0\text{дБ} \leq \text{ОСШ} \leq 50\text{дБ}$. Проведённые исследования показали, что в Рэлеевском канале менее подвержены искажениям короткие CAZAC последовательности, применяемые для модификации символов кадра. При значении $13\text{дБ} < \text{ОСШ} \leq 20\text{дБ}$, возможно применение CAZAC последовательностей с числом элементов 9. 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. Отличное качество связи при значении ОСШ $> 20\text{дБ}$, хорошее – при значении $13\text{дБ} < \text{ОСШ} \leq 20\text{дБ}$, нормальное –

при значении $0\text{дБ} < \text{ОСШ} \leq 13\text{дБ}$. На практике для достижения удовлетворительного качества связи принято значение $\text{ОСШ} > 8\text{дБ}$. В системах связи, как правило, используются значения вероятности ложной тревоги $P_1 \sim 10^{-2}, 10^{-3}$. В диссертационной работе результаты исследований кадра LTE DL в Рэлеевском канале представлены для значения вероятности ложной тревоги $P_1 \sim 10^{-3}$ (при $n = 9$ $P_1 = 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}, 10^{-6}$).

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

Из данных таблиц и графиков следует, что среднее значение выигрыша – 2,6 раз по сравнению с базовым вариантом и в 1,5 раза по сравнению с вариантом применения прототипа (M -последовательностей) для заполнения конца символов. 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 и Fr , либо их суммой с информационными данными конца символов при $n = 9, 15/16$. В случае $n = 63/64$ значения $M1\{T_{SYN}\}$ при применении M - и CAZAC последовательностей сближаются. В общем, CAZAC последовательности, а в частности, последовательности Fr являются более предпочтительными для синхронизации по границам OFDM символов.

В подразделе 3.3.4 приведено аналитическое выражение для 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 двоичными последовательностями (как базовый вариант заполнения) в сравнении с заполнением CAZAC последовательностями на примере последовательности ZC .

Один из способов оценки смещения частоты – с помощью алгоритма максимального правдоподобия с применением оценки величины $\frac{E_c}{N_0}$ – отношения энергии символа OFDM к односторонней спектральной плотности АБГШ, либо величины мерит-фактора (5) для варианта корреляционной обработки сигнала, что использовано в диссертационной работе.

Данный подход к оценке рассчитан на случай, когда смещение частоты не превышает интервала $\pm \frac{1}{2} \Delta f_{sc}$. Алгоритм вывода выражения для вычисления оценки относительного частотного смещения ε_{ZC} при заполнении концов символов элементами $ZC(2,9)$ в зависимости от заданных значений относительного частотного смещения ε_{PSP} для немодифицированных концов символов $D - bit$ подробно приведен в подразделе 3.3.4 диссертационной работы.

Для численных характеристик величины относительного смещения частоты ε_{ZC} при использовании значений MF_{PSP} , MF_{ZC} в диссертационной работе получено выражение

$$MF_{PSP} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon_{PSP})}{\pi\varepsilon_{PSP}} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1 + A\{MF_{PSP} \cdot [\sin(\pi\varepsilon_{PSP})]^2\}} = MF_{ZC} \left\{ \frac{\sin(\pi\varepsilon_{ZC})}{\pi\varepsilon_{ZC}} \right\}^2 \cdot \frac{1}{1 + A\{MF_{ZC} \cdot [\sin(\pi\varepsilon_{ZC})]^2\}}, \quad (20)$$

где MF_{PSP} , MF_{ZC} – отношение энергии главного лепестка циклической АКФ ЦП к усреднённой энергии 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 (20) значения ε_{PSP} , получаем ε_{ZC} .

В подразделе диссертационной работы 3.5.4 приведены результаты оценки относительного частотного смещения поднесущих OFDM символов для варианта идеального канала при заполнении концов символов исследуемыми последовательностями с числом элементов $K = 9, 13, 17, 37$ и результаты оценки относительного частотного смещения поднесущих ε_{ZC} при прохождении Рэлеевского канала кадром OFDM символов для вариантов ОСШ = 10дБ и ОСШ = 0дБ при заполнении концов символов последовательностями $ZC (K = 9, 17)$ относительно ε_{PSP} для OFDM символов без модификации концов символов.

По полученным результатам, приведенным в таблицах 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:

– 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 прохождения символов OFDM канала связи с Рэлеевскими замираниями и добавлением АБГШ в варианте ОСШ = 10дБ;

– в 1,062 – 1,144 раз для случая прохождения символов OFDM 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 $ZC(2,9)$ по сравнению с базовым вариантом формирования символов кадра LTE DL в сложных условиях прохождения канала с Рэлеевскими замираниями и низким ОСШ. Уменьшение величины частотного смещения с применением $CAZAC$ последовательностей позволяет сохранить ортогональность поднесущих OFDM символов.

В подразделе 3.3.5 приведена оценка дробного фазового смещения поднесущих. 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 смещения поднесущих одинакова. Таким образом, канал на все спектральные компоненты сигнала влияет одинаково. При данных условиях оценка дробного фазового смещения для n -ой поднесущей m -ого OFDM символа определяется выражением

$$\Delta\varphi_m = \frac{\hat{t}_m}{\Delta f_{sc} \cdot n} - \left\lfloor \frac{\hat{t}_m}{1/\Delta f_{sc} \cdot n} \right\rfloor, \quad (21)$$

где \hat{t}_m – оценка временного смещения (с точностью $\pm T_s$) m -ого 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 (21) оценка \hat{t}_m выражается через l временных отсчетов как $\hat{t}_m = 2\pi l \cdot T_s$, где $l = L(m) - l(m)$ – 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

$$\Delta\varphi(n) = \frac{2\pi l \cdot T_s}{T_{sc}(n)}, \quad (22)$$

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

Δf_{sc} – частотный интервал между поднесущими.

В подразделе 3.5.5 приведены результаты оценки дробной части фазового сдвига для 1-й поднесущей (f_{sc1}) OFDM символов центральной части частотного диапазона кадра LTE DL. Варианты заполнения конца OFDM символов кадра – без модификации конца OFDM символов, либо элементами последовательностей ZC(2,9). Варианты профилей задержек моделей Рэлеевского канала связи с добавлением АБГШ ОСШ = 0дБ, 10дБ для кадра LTE DL: ETU, EVA, EPA.

На рисунке 6 приведены графики дробной части фазового сдвига первой поднесущей OFDM символов $\Delta\varphi(m_{sl})$ от идеального значения фазы поднесущей в соответствии с номером символа слота $1 \leq m_{sl} \leq 7$ 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).

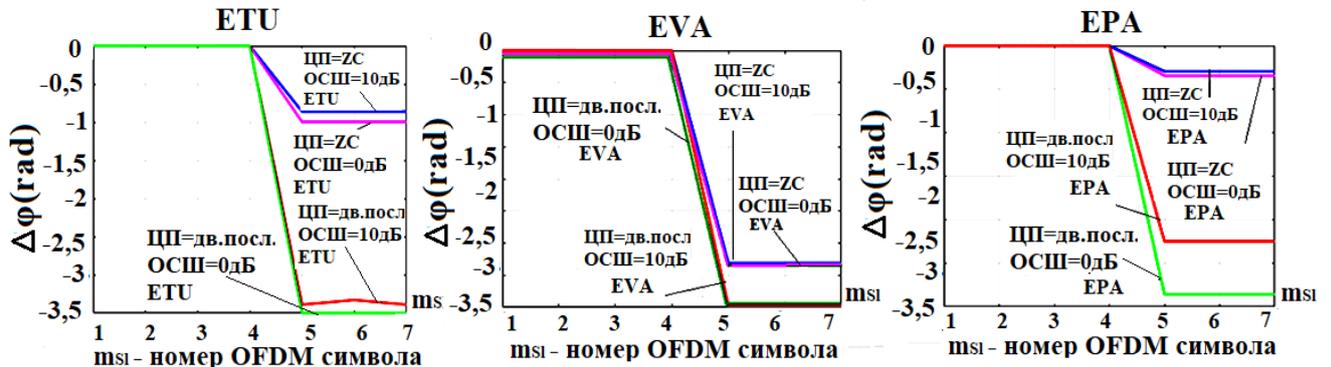


Рисунок 6 – Графики дробной части фазового сдвига $\Delta\varphi(m_{sl})$ первой поднесущей для профилей задержек ETU (слева), EVA (в центре), EPA (справа); m_{sl} – номер символа слота.

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 сдвига для 1-й – 6-й и 36-й поднесущих ($f_{sc1} - f_{sc6}, f_{sc36}$) OFDM символов центральной части частотного диапазона кадра LTE DL представлены в таблицах Приложения Б диссертационной работы.

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

– в случае заполнения концов символов элементами последовательностей ZC фазовое смещение первой поднесущей в 1,7...1,9 раз меньше, чем в базовом варианте формирования символов для профилей задержек ETU, EPA, что свидетельствует о более точном "попадании" пиков АКФ ЦП во временное положение границ символов кадра для разработанного метода;

– 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.

Похожие результаты наблюдаются и для других исследуемых поднесущих ($f_{sc1} - f_{sc6}, f_{sc36}$) (Приложение Б диссертационной работы).

В подразделе 3.3.6 приведена процедура оценивания точности определения границ OFDM символов во временной области, отраженная в пункте 2 "Выполнение условий синхронизации по границам символов на интервале слота" на странице 16 данного автореферата в комментариях к третьему разделу диссертационной работы.

В **четвёртом** разделе приведена методика и алгоритмы синхронизации сигналов с OFDM с использованием разработанного метода синхронизации.

Методика включает следующие направления:

- формирование передаваемого кадра LTE DL путем заполнения конца 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.

Формирование передаваемого кадра LTE DL представлено алгоритмами:

- построения кадра OFDM символов с заполнением конца "пустых" символов ресурсной сетки кадра CAZAC последовательностями – в подразделе 4.2 диссертационной работы;
- построения кадра OFDM символов с заполнением конца символов ресурсной сетки кадра суммой двоичных и CAZAC последовательностей – в подразделе 4.3 диссертационной работы.

Направление обработки "окна" приёма представлено алгоритмами:

- 1) для первого включения пользователя получение границ символов OFDM как оценок временного положения пиков циклической АКФ ЦП на интервале слота кадра LTE DL с учетом алгоритмов усреднения по временным отсчетам, либо амплитуде и положению пиков АКФ ЦП отдельных слотов – в подразделе 4.4 диссертационной работы;
- 2) при случайной потере синхронизации – в подразделе 4.5 диссертационной работы.

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. По принятым критериям выбраны последовательности – Фрэнка и Задова – Чу, применение которых для заполнения концов "пустых" символов 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 $\sim(200 - 350)$ мс до $\sim(165 - 315)$ мс (на 10% – 17,5% меньше по сравнению с базовым вариантом) при первичном включении пользователя за счет уменьшения временного "окна" с 40 мс ($4T_{FrLTE}$) до 5мс ($\frac{1}{2}T_{FrLTE}$) 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 систем 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; – путем 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 Произведена сравнительная оценка характеристик синхронизации, определяющая преимущество разработанного метода для достижения цели – снижения времени синхронизации

– в базовом варианте (без модификации OFDM символов);
– в варианте прототипа заполнения концов символов M -последовательностями;
– в варианте разработанного метода заполнения концов символов CAZAC последовательностями или их суммой с двоичными данными с QPSK/64QAM модуляцией.

Оценка произведена 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.

7 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.

8 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 ($K = 9, 15, 63$).

9 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.
- 10 Точность определения границ символов "окна" приема в Рэлеевском канале для варианта заполнения конца символов CAZAC последовательностями, либо суммой CAZAC с двоичными данными конца символов, находится в пределах $\sim \pm 2$ временных отсчета, что удовлетворяет требованиям пределов точности определения границ символов, и что в ~ 10 раз лучше, чем в случае базового варианта без модификации символов кадра.
- 11 По результатам исследований предпочтение отдается последовательностям Фрэнка и Задова – Чу для модификации концов символов ресурсной сетки передаваемого кадра.
- 12 На разработанной математической модели проверено функционирование алгоритмов заполнения концов символов ресурсной сетки кадра LTE DL, алгоритмов усреднения "окна" приема и алгоритмов обработки "скользящего окна" на интервале слота, 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 по границам символов и положению пика ВКФ PSS на разработанной математической модели.
- 13 Разработанный метод синхронизации сигналов с OFDM может применяться в современных системах связи с минимальным внесением изменений в существующие программно-аппаратные решения.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Публикации в изданиях, входящих в перечень ВАК

1. **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.
2. **Киселева Т.П.** – Расчет времени вхождения в синхронизм на этапе синхронизации по циклическому префиксу символов в технологии LTE OFDMA – Цифровая обработка сигналов, №4, 2020, С. 43 – 48.
3. **Киселева Т.П.** Методика восстановления информации конца OFDM символов, суммируемых с CAZAC последовательностями при синхронизации по циклическому префиксу./Т.П. Киселева.//Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, №8. – С. 21 – 29.
4. 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.
5. 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.

6. Рюмшин, К. Ю., **Киселева Т.П.** Математическая модель синхронизации символов OFDM стандарта LTE на физическом уровне/ К. Ю. Рюмшин, Т.П. Киселева// Цифровая обработка сигналов. – 2025. – №4. – С. 3 – 10.

Статьи в сборниках трудов конференций:

7. **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.
8. **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.
9. **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.

Патенты и свидетельства о регистрации программ для ЭВМ

1. Патент №2766286 Российская Федерация, МПК Н 04 W 4/00, Н 04 L 27/00. Применение комплексных последовательностей Задова - Чу для заполнения циклического префикса OFDM-символов технологии LTE / **Т.П. Киселева**; заявитель и патентообладатель **Т.П. Киселева**. – №2021102576; заявл. 04.02.2021; опубл. 11.03.2022, Бюл. № 8 – 10с: ил.
2. Патент №2821059 Российская Федерация, МПК Н 04 J 13/00, Н 04 L 27/00. Способ заполнения циклического префикса OFDM-символов суммой информационных элементов конца OFDM-символа с элементами последовательностей Задова-Чу, Фрэнка / **Т.П. Киселева**; заявитель и патентообладатель **Т.П. Киселева**. – №2023119604; заявл. 25.07.2023; опубл. 17.06.2024, Бюл. № 17 – 19с: ил.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2021665282 Российская Федерация. Программа моделирования циклической автокорреляционной функции циклических префиксов OFDM символов кадра технологии LTE для синхронизации мобильного пользователя и сотовой станции / **Т.П. Киселева**; заявитель и правообладатель **Т.П. Киселева**. – № 2021664323; заявл. 09.09.2021; опубл. 22.09.2021. – 1 с.