

На правах рукописи



**Позднякова Лидия Васильевна**

**РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ КОРРЕКЦИИ КОМПЛЕКСНОЙ  
ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМАХ  
С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ  
И МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ**

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

Автореферат  
диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Владимир 2016

Работа выполнена на кафедре радиотехники и радиосистем Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (ВлГУ).

**Научный руководитель:** **Никитин Олег Рафаилович**  
доктор технических наук, профессор,  
зав. кафедрой радиотехники и радиосистем  
ВлГУ, заслуженный деятель науки РФ

**Официальные оппоненты:** **Бабанов Николай Юрьевич**  
доктор технических наук, доцент,  
проректор по научной работе ФГБОУ ВО  
«Нижегородский государственный технический  
университет им. Р.Е. Алексеева»

**Кисляков Алексей Николаевич**  
кандидат технических наук, доцент кафедры  
информационных технологий ФГБОУ ВО  
«Российская академия народного хозяйства и  
государственной службы при Президенте  
Российской Федерации». Владимирский филиал

**Ведущая организация:** ОАО «Владимирское конструкторской бюро  
радиосвязи» (г. Владимир)

Защита состоится 8 февраля 2017 г. в 14.00 часов на заседании диссертационного совета Д212.025.04 при Владимирском государственном университете имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых по адресу: 600000, Владимир, ул. Горького, д.87, ВлГУ, ауд. 301, корп. 3.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.

Автореферат разослан 3 ноября 2016 г.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью, просьба направлять по адресу совета университета: 600000, г. Владимир, ул. Горького, д. 87, ВлГУ, учёному секретарю диссертационного совета Д 212.025.04.

Ученый секретарь диссертационного совета  
доктор технических наук, профессор



А.Г. Самойлов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### *Актуальность темы*

Отечественные разработки цифровых *OFDM* модемов (необходимых для организации беспроводной высокоскоростной сети передачи данных) базируются на применении зарубежных микросхем, реализующих цифровую обработку, такую как модуляция/демодуляция и кодирование/декодирование. Однако внутренняя структура этих микросхем закрыта и нет возможности не только внести изменения и усовершенствования в алгоритмы работы, но и проверить их на отсутствие ошибок и «недокументированных возможностей», что может представлять угрозу безопасности. Отечественные разработки представляют собой сборку из «готовых» блоков, закрытых для проверки и модернизации. Такой подход не позволяет быть уверенным в надежности и защищенности каналов и сетевых устройств. Особенно это важно для систем связи мобильных объектов специального назначения и решения других задач высокотехнологичного импортозамещения. Важной задачей создания отечественных систем связи *OFDM* является разработка эффективных алгоритмов тактовой и временной синхронизации, а также коррекции комплексной передаточной характеристики, как необходимой составной части реализации физического сетевого уровня. Для этого должны использоваться доступные быстродействующие микроконтроллеры (МК) и программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Для правильной демодуляции искаженного сигнала необходимо скорректировать влияние комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал на всем пути следования радиосигнала, а также обеспечить надежность тактовой и временной синхронизации на приемной стороне. Условием правильного выполнения коррекции является временная, тактовая и частотная синхронизации.

Разработкой методов и созданием аппаратуры, применяющей коррекцию комплексной передаточной характеристики, занимаются научные работники ряда отечественных ВУЗов и НИИ. Значительно результаты в данной области получили зарубежные производители: *Fujitsu*, *Intel*, *Qualcom*, *Huawei* и др. Теоретические и практические аспекты цифровой обработки сигналов широко представлены в работах зарубежных и отечественных ученых, таких как

Котельников В.А., Кнут Д., Рашич А.В., Скляр Б., Феер К., Шахнович И., Диксон Р.К., Сюваткин В.С., Григорьев В. К., Бабков В. Ю., Макаров С. Б.

Патентная проработка, а также анализ научной литературы по использованию в современной радиоэлектронной технике методов цифровой обработки сигналов свидетельствуют о том, что вопросы, связанные с реализацией высокоскоростных алгоритмов коррекции комплексной передаточной характеристики канала на доступной элементной базе, недостаточно проработаны. Это означает, что существует актуальная научная и техническая задача разработки и реализации алгоритмов компенсации влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал, а также алгоритмов тактовой и временной синхронизации.

**Целью исследования** является разработка и моделирование алгоритма коррекции комплексной передаточной характеристики, обеспечивающего снижение требований к ресурсам, необходимым для его реализации при поддержании временной и тактовой синхронизации.

**Основными задачами диссертационной работы являются:**

1. Разработка быстродействующего алгоритма коррекции комплексной передаточной характеристики (КПХ) на основе преамбулы и пилот-поднесущих.

2. Разработка алгоритмов тактовой и временной синхронизации при использовании преамбулы, содержащей дискретно-непрерывный набор частотных компонент, т.е. не имеющей во временной области повторяющихся участков.

3. Создание на языке высокого уровня программ моделирования для обоснованного выбора рабочих параметров алгоритмов тактовой и временной синхронизации, а также алгоритма коррекции комплексной передаточной характеристики.

**Объектом исследования** являются методы коррекции передаточной характеристики, имеющие возможность реализации во встроенных в современную радиоэлектронную аппаратуру устройствах цифровой обработки сигналов.

**Предметом исследования** являются алгоритмы цифровой обработки данных для корректировки влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал, а также методики временной, тактовой и частотной

синхронизации, которые необходимы для создания рабочих условий применения алгоритма коррекции.

### ***Методы исследований***

В работе использованы методы математической статистики, спектрального анализа и математического моделирования, реализованного на компьютерном языке высокого уровня и языке описания аппаратуры.

***Научная новизна*** работы заключается в развитии метода коррекции комплексной передаточной характеристики, также в создании методики временной, тактовой и частотной синхронизации, необходимой для функционирования предложенного метода коррекции:

1. Разработан быстродействующий алгоритм компенсации влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал на основе преамбулы и пилот-поднесущих. Обоснован выбор уровня пилот-поднесущих по отношению к уровню данных. Даны рекомендации по использованию разделения преамбулы на символы.

2. Разработаны алгоритмы временной, тактовой и частотной синхронизации при использовании преамбулы, содержащей один, два или более двух символов, каждый из которых во временной области не имеет повторяющихся участков, а в частотной области содержит дискретно-непрерывный набор спектральных компонент.

3. Показано, что неравномерность группового времени запаздывания в пределах длины циклического префикса не влияет на работоспособность предложенных алгоритмов.

***Практические результаты диссертации*** были достигнуты в процессе выполнения научно-исследовательских работ по договору о предоставлении гранта Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере. Перечень результатов, имеющих практическую ценность:

1. Применение разработанного алгоритма компенсации влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал на основе преамбулы и пилот-поднесущих позволило уменьшить количество занимаемых логических элементов на ПЛИС с 42400 до 38120 за счет исключения *CORDIC* модулей перевода из ортогональной системы координат в полярную и из полярной системы координат в ортогональную.

2. Использование повышенного уровня пилот-поднесущих по сравнению с уровнем сигнала позволило на 1,3 дБ снизить требования к отношению сигнал/шум по отношению к стандартному алгоритму.

3. Созданы программы моделирования коррекции КПХ, которые:

- формируют преамбулу и символ с данными;
- рассчитывают по преамбуле обратную КПХ;
- применяют к символу данных обратную КПХ;
- корректируют по пилот-поднесущим обратную КПХ;
- применяют к символу данных скорректированную по пилот-поднесущим обратную КПХ.

4. Создана программа моделирования алгоритма временной синхронизации, которая рассчитывает дисперсию оценки временного положения преамбулы от идеального значения в зависимости от отношения сигнал/шум для АБГШ канала. Для преамбулы имеющей полезную длительность 1024 отсчета дисперсия равна нулю при отношении сигнал/шум -6дБ для выборки из 100 000 реализаций.

### ***Результаты работы***

Работа обобщает теоретическую проработку и практической опыт реализации цифровых методов коррекции КПХ. Практические результаты работы использовались в проводимых на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ научно-исследовательских работах в период с 2012 по 2015 гг. Алгоритм коррекции комплексной передаточной характеристики и алгоритмы временной, тактовой и частотной синхронизации были апробированы в реальных условиях мобильного радиоканала, на отладочных платах *OFDM* модемов. Апробация позволила оценить занимаемую емкость в логических элементах, и скорость, которая ограничивалась быстродействием ПЛИС и МК.

### ***Апробация работы***

По материалам диссертации автором сделано 2 доклада на научной конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (Владимир-Суздаль, 2015). Подана заявка на патент на изобретение: «Способ временной синхронизации системы связи на основе ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием по преамбуле» и получено положительное решение о выдаче патента РФ от 25.10.2016. Получено 3 авторских свидетельства на регистрацию программ для ЭВМ.

## **Внедрение**

Внедрение теоретических и практических результатов работы произведено на ООО «Предприятие по модернизации авиационных комплексов». Программные средства на основе разработанных алгоритмов применяются в учебном процессе на кафедре радиотехники и радиосистем (РТ и РС) ВлГУ.

Проведены испытания *OFDM* модемов, в основе которых реализованы алгоритмы временной, тактовой синхронизации и коррекции комплексной передаточной характеристики.

### ***Публикации по работе***

По тематике исследований опубликовано 14 работ, из которых 6 в журналах из перечня рекомендованных ВАК.

***Структура и объём работы.*** Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, приложений, списка литературы, имеющего 78 наименований отечественных и зарубежных источников, в том числе 14 работ автора. Общий объем диссертации 170 страниц, в том числе, 119 страниц основного текста, 9 страниц списка литературы, 62 рисунка, 8 таблиц, 42 страницы приложений.

***На защиту выносятся*** научно обоснованные технические разработки, имеющие существенное значение для экономики страны, в рамках решения задачи развития методов компенсации влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал на основе преамбулы и пилот-поднесущих.

1. Методика тактовой и частотной синхронизации за счет применения алгоритма временной синхронизации.
2. Алгоритмы:
  - Компенсации влияния комплексной передаточной характеристики на принятый сигнал.
  - Временной синхронизации при использовании преамбулы, не имеющей во временной области повторяющихся участков, т.е. содержащей дискретно-непрерывный набор частотных компонент.
3. Программы и результаты моделирования:
  - Алгоритма коррекции комплексной передаточной характеристики в условиях аддитивного белого Гауссова шума.
  - Алгоритма временной синхронизации при использовании преамбулы, содержащей дискретно-непрерывный набор частотных компонент.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении содержится обоснование актуальности темы диссертации, представлены цели и задачи исследований, научная новизна и практическая значимость работы, а также приведена структура диссертации.

В первой главе рассмотрена технология ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием (*OFDM*), описаны особенности и основные преимущества технологии *OFDM*. Показано, что технология хорошо справляется с узкополосными помехами, а за счет циклического префикса позволяет эффективно бороться с межсимвольной интерференцией.

Рассмотрены задачи и методы синхронизации приёмо-передающих устройств в *OFDM* – системе связи, а именно, временная, тактовая и частотная синхронизации.

Рассмотрены особенности и недостатки основных методов определения комплексной передаточной характеристики системы связи на основе ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием по преамбуле. Приведены варианты построения эквалайзеров. Рассмотрены одномерные, двумерные и комбинированные эквалайзеры.

Рассмотрено применение пилот-поднесущих для подстройки комплексной передаточной характеристики. Показано, что если в канале имеются быстрые замирания, коррекции комплексной передаточной характеристики по преамбуле недостаточно, необходимо комбинировать эквалайзер по преамбуле с эквалайзером по пилот-поднесущим, которые передаются в каждом символе данных.

Во второй главе исследуются способы расчета и коррекции КПХ системы связи на основе *OFDM*, рассматриваются алгоритм определения оптимальной по пик-фактору преамбулы для предложенного способа коррекции КПХ, способ временной синхронизации, использующий априорную информацию о преамбуле, а также алгоритм тактовой и частотной синхронизации. В основу алгоритмов положен принцип разделения преамбулы на несколько символов.

Для моделирования используется модель канала с аддитивным белым Гауссовым шумом (АБГШ). Для обеспечения высокого быстродействия, требуемого для работы в реальном времени, разработанные алгоритмы имеют



возможность реализации на языке описания аппаратуры – *HDL*, что позволят использовать их в ПЛИС.

### Расчет и коррекция КПХ

Методика определения и коррекции комплексной передаточной характеристики системы связи с использованием линейчатого спектра основана на применении полигармонических шумоподобных сигналов в качестве испытательной последовательности. КПХ строится по известным значениям комплексных коэффициентов передачи (ККП) для всех возможных значений частот гармонических составляющих, используемых в канале *OFDM*. Определение КПХ дает возможность произвести компенсацию искажений сигнала в системе связи, т.е. привести спектр сигнала в требуемый диапазон по амплитуде и подстроить фазовые набег. Компенсация искажений осуществляется путем комплексного умножения обратной КПХ (ОКПХ) на спектр каждого последующего символа. От того насколько точно рассчитана обратная КПХ напрямую зависит правильность демодуляции принятого сигнала. Чем точнее проведена коррекция обратной комплексной передаточной характеристикой, тем меньше ошибочных данных будет получено при демодуляции.

Алгоритм коррекции КПХ системы связи с применением в расчетах полярной системы координат использует преамбулу, например, в соответствии со стандартом *WiMAX 802.16.2004*, которая состоит из двух *OFDM* символов (см. рисунок 1).

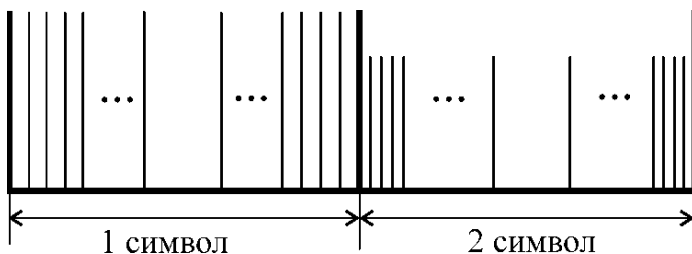


Рисунок 1 – Условный амплитудный спектр преамбулы *WiMAX 802.16.2004*

Первый символ включает каждую четвертую компоненту и используется для синхронизации. Второй символ включает каждую вторую компоненту, 2-ую, 4-ую, 6-ую и т.д. и используется для синхронизации, а также для расчета обратной КПХ.

При этом все нечетные компоненты неизвестны и их нужно вычислять, используя, например, линейную аппроксимацию. Именно для проведения аппроксимации и необходимо использовать полярную систему координат в

расчетах, т.к. данный способ для определения неизвестных значений обратной КПХ аппроксимирует амплитуду и фазу, чтобы потом получить неизвестные значения реальной и мнимой частей каждой точки массива комплексного коэффициента передачи.

Для упрощения реализации на аппаратном уровне алгоритмов работы *OFDM* системы связи и снижения требований к скорости выполнения операции деления предлагается алгоритм коррекции КПХ на основе деления преамбулы на 2 символа и исключения из алгоритма процедур перевода в полярную систему координат и обратно. Следует иметь в виду, что математические действия при переходе в полярную систему координат ресурсоемки, т.к. требуют вычисления амплитуды и фазы для каждой комплексной точки в массиве обратного комплексного коэффициента передачи - ОККП (*CORDIC*).

Типовая процедура определения массива комплексного коэффициента передачи в канале связи *OFDM* предполагает передачу в преамбуле известного испытательного линейчатого спектра, по искажениям которого осуществляется коррекция комплексной передаточной характеристики системы связи. Поскольку амплитудные и фазовые искажения спектра сигнала во многих случаях обусловлены относительно медленными изменениями КПХ, то возможна оценка массива ККП в интервале передачи не одного, а нескольких символов с разделением во времени частот испытательного линейчатого спектра.

При передаче преамбулы в  $N$  символах уменьшается количество спектральных составляющих в каждом символе. Например, если передавать преамбулу в двух символах, то число спектральных компонент в каждом из них будет уменьшено в два раза. Тогда при сохранении мощности уровень этих компонент поднимается в  $\sqrt{2}$  раз. Для того же уровня шума отношение С/Ш тоже возрастет в  $\sqrt{2}$  раз, поэтому погрешность расчета ККП уменьшится.

Разработанный алгоритм коррекции КПХ предполагает использование двух *OFDM* символов в преамбуле и осуществление расчетов только в ортогональной системе координат. Рассмотрим пример для преобразования Фурье с размерностью 256. В первом символе преамбулы передаются компоненты с 1 по 50 и с 206 по 255. Во втором с 51 по 100 и с 156 по 205 (см. рисунок 2,  $z=50$ ). Т.к.

все спектральные компоненты известны, то при определении КПХ нет необходимости перевода в полярную систему координат и обратно.

Предложенный алгоритм коррекции КПХ:

1. Получение временных массивов (реальной и мнимой частей, т.е. квадратурных каналов  $I$ ,  $Q$ ) преамбулы в точке, когда все спектральные компоненты сигнала дошли до приемника. (Например, эта точка соответствует середине циклического префикса).

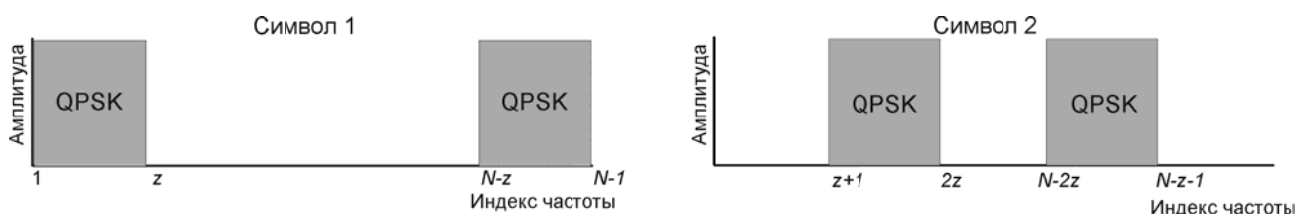


Рисунок 2 - Условный амплитудный спектр преамбулы для предложенного алгоритма

2. Расчет прямого преобразования Фурье от полученных массивов данных.
3. Для каждой спектральной составляющей сигнала по формуле  $K[i] = S_{IN}[i]/S_{OUT}[i]$  рассчитываются значения ОКПХ, где  $N$  – количество точек в массиве данных преобразования Фурье,  $S_{IN}$  – массив спектральных составляющих преамбулы (эталонный сигнал),  $S_{OUT}$  – массив спектральных составляющих преамбулы, прошедших через канал передачи (принятый сигнал),  $i$  – целое число от 1 до  $N-1$ . Получение реальной и мнимой частей ОКПХ  $K_{Re}[i]$  и  $K_{Im}[i]$ .
4. Далее для подстройки по пилот-поднесущим осуществляется получение временных массивов модулированного определенным видом модуляции ( $QPSK$ ,  $QAM16$ ,  $QAM64$ ) OFDM символа данных.
5. Расчет прямого преобразования Фурье от полученных массивов данных и получение массивов  $S\_DATA\_Re_{OUT}[i]$  и  $S\_DATA\_Im_{OUT}[i]$ ,  $i$  – целое число от 1 до  $N-1$ .
6. Умножение массивов  $S\_DATA\_Re_{OUT}[i]$  и  $S\_DATA\_Im_{OUT}[i]$  на значения ОКПХ ( $K_{Re}[i]$  и  $K_{Im}[i]$ ), полученные в п. 3 в комплексном виде для получения скорректированных спектров данных,  $i$  – целое число от 1 до  $N-1$ .

$$S^*_{\_DATA\_Re_{OUT}[i]} = S\_DATA\_Re_{OUT}[i] \cdot K_{Re}[i] - S\_DATA\_Im_{OUT}[i] \cdot K_{Im}[i],$$

$$S^*_{\_DATA\_Im_{OUT}[i]} = S\_DATA\_Re_{OUT}[i] \cdot K_{Im}[i] + S\_DATA\_Im_{OUT}[i] \cdot K_{Re}[i].$$

7. Заполнение массивов пилот-поднесущих  $Pilot_{Re}[i]$ ,  $Pilot_{Im}[i]$  (индексы компонент: 2, 34, 66, 98, 158, 190, 222, 254) из массивов скорректированных обратным комплексным коэффициентом передачи спектров данных  $S^*_DATA_{ReOUT}[i]$  и  $S^*_DATA_{ImOUT}[i]$ . Массивы пилот-поднесущих состоят из 256 компонент, оставшиеся 248 будут найдены посредством аппроксимации.

8. Расчет значений ОКПХ по пилот-поднесущим:

$$OKKPPilot_{Re}[i] = Pilot_{Ideal}_{Re}[i] / Pilot_{Re}[i], OKKPPilot_{Im}[i] = Pilot_{Ideal}_{Im}[i] / Pilot_{Im}[i],$$

$$i=2, 34, 66, 98, 158, 190, 222, 254.$$

9. Расчет коэффициентов  $k$  и  $b$  для линейной аппроксимации  $(kx+b)$  ОКПХ, для реальной и мнимой частей:

$$k_{Re}[i] = (OKKPPilot_{Re}[i+32] - OKKPPilot_{Re}[i])/32; b_{Re}[i] = OKKPPilot_{Re}[i] - k_{Re}[i] \cdot i.$$

$$k_{Im}[i] = (OKKPPilot_{Im}[i+32] - OKKPPilot_{Im}[i])/32; b_{Im}[i] = OKKPPilot_{Im}[i] - k_{Im}[i] \cdot i.$$

Расчет коэффициентов осуществляется для значений  $i=2, 34, 66, 158, 190, 222$ .

10. Аппроксимация для получения неизвестных значений реальной и мнимой частей ОКПХ по формуле:  $OKKPPilot_{Re}[i+j] = k_{Re}[i] \cdot (i+j) + b_{Re}[i]$ ,  $OKKPPilot_{Im}[i+j] = k_{Im}[i] \cdot (i+j) + b_{Im}[i]$ .

Для аппроксимации шаг изменения  $i, j$  равен 1,  $i \in [2, 66] \cup [158, 222]$ ,  $j \in [1, 31]$ .

Для аппроксимации краевых значений, т.е. когда:

$i < 2$  и  $i < 158$ , используются коэффициенты  $k[i]$  и  $b[i]$ , рассчитанные для индексов  $i=2$  и  $i=158$  соответственно для реальной и мнимой частей.

$$OKKPPilot_{Re}[i+j] = k_{Re}[i] \cdot (i+j) + b_{Re}[i], OKKPPilot_{Im}[i+j] = k_{Im}[i] \cdot (i+j) + b_{Im}[i],$$

где  $i=0$  ( $k[2]$  и  $b[2]$ ), 156 ( $k[158]$  и  $b[158]$ ),  $j=0, 1$ .

Для аппроксимации краевых значений, т.е. когда:

$i > 66$  и  $i > 222$ , используются коэффициенты  $k$  и  $b$ , рассчитанные для индексов  $i=66$  и  $i=222$  соответственно для реальной и мнимой частей.

$$OKKPPilot_{Re}[i+j] = k_{Re}[i] \cdot (i+j) + b_{Re}[i], OKKPPilot_{Im}[i+j] = k_{Im}[i] \cdot (i+j) + b_{Im}[i],$$

где  $i=99$  ( $k[66]$  и  $b[66]$ ), 255 ( $k[158]$  и  $b[158]$ ), где  $j=0, 1$  для  $i=99$ ,  $j=0$  для  $i=255$ .

Массивы  $OKKPPilot_{Re}[i]$  и  $OKKPPilot_{Im}[i]$  равны нулю при  $i$  от 101 до 155.

11. Комплексное умножение частей ОКПХ, рассчитанных по пилот-поднесущим,  $OKKPPilot_{Re}[i]$  и  $OKKPPilot_{Im}[i]$  на массивы данных  $S^*_DATA_{ReOUT}[i]$  и  $S^*_DATA_{ImOUT}[i]$  для коррекции:

$$Signal_{Re}[i] = S^*_DATA_{ReOUT}[i] \cdot OKKPPilot_{Re}[i] - S^*_DATA_{ImOUT}[i] \cdot OKKPPilot_{Im}[i].$$

$$Signal_{Im}[i]=S^*_{DATA\_ReOUT}[i]\cdot OKKPPilot_{Im}[i]+S^*_{DATA\_ImOUT}[i]\cdot OKKPPilot_{Re}[i].$$

Где  $i$  – целое число от 1 до  $N-1$ .

Показано, что использование предложенного алгоритма позволило: сократить количество шагов алгоритма на 8 позиций, отказаться от перевода из ортогональной системы координат в полярную систему координат и обратно, отказаться от использования аппроксимации при расчете обратной комплексной передаточной характеристики по преамбуле.

Модификация предложенного алгоритма для работы с целыми 32х битными числами вместо вещественных позволяет упростить его реализацию на языках описания аппаратуры, таких, как *Verilog*. Для реализации алгоритма коррекции с использованием целочисленного деления и целых 32х битных чисел были найдены нормирующие коэффициенты, которые позволили сохранить точность расчета ОКПХ. Моделирование целочисленного алгоритма коррекции КПХ при работе с отношением сигнал/шум до 36 дБ показало отсутствие потери точности в сравнении с вещественным алгоритмом.

Показано, что алгоритм функционирует в диапазоне минимального входного значения сигнала  $\pm 2^{\text{Битность АЦП}-1}/32$ , максимального входного значения сигнала  $\pm 2^{\text{Битность АЦП}}$ .

### **Определение оптимальной по пик-фактору преамбулы**

Исследования показали нецелесообразность использования компонент стандартной преамбулы (*WiMAX* 802.16.2004) в разработанном методе коррекции КПХ, т.к. происходит возрастание пик-фактора (величины равной отношению максимального пикового значения сигнала к его среднеквадратическому значению, т.е. величины определяющей мощность) в 1,53 раза. Сигнал с большим значением пик-фактора имеет малую среднюю мощность (энергию) и большое пиковое значение мощности. Такой режим работы является крайне неоптимальным для передатчика и приемника. Минимизация пик-фактора позволяет без изменения схемной реализации устройства повысить дальность связи и (или) увеличить помехоустойчивость за счет использования сигналов с большой энергией. Для *OFDM* снижение пик-фактора особенно актуально из-за требования линейности. Так как для корректной работы *OFDM* необходимо, чтобы передатчик и приемник работали в линейном режиме, т.к. возникновение нелинейных искажений приведет к искажению спектра и скорректировать

комплексную передаточную характеристику будет невозможно.

Для снижения пик-фактора преамбулы было предложено применить генератор случайных чисел и генерировать случайные преамбулы *QPSK* с требуемым спектральным заполнением и запоминать такую преамбулу, для которой найден минимальный фактор. В среде *Delphi* была разработана программа расчета коэффициентов преамбулы для поиска ее оптимального варианта. Показано, что при использовании представленного алгоритма за 100 миллионов итераций удалось найти коэффициенты преамбулы, которые для ВЧ части позволили получить пик-фактор 1,78 и для НЧ части 1,73. На стандартном компьютере с процессором *AMD64x2 2.4 ГГц*, для выполнения 1 миллиона итераций требуется порядка 10 секунд, т.о. 100 миллионов итераций выполняется менее чем за треть часа. Модифицированная преамбула по сравнению со стандартной позволила повысить ее энергию в 1,5 раза ( $1,21^2$ ) для предложенного алгоритма коррекции.

Испытания модифицированной преамбулы на системе связи точка-многоточка *OFDM* показали уменьшение количества битовых ошибок на граничных условиях работы для всех модуляций.

### **Временная синхронизация**

Показано, что известные способы временной синхронизации работают с преамбулами, которые имеют повторяющиеся участки во временной области. Т.к. разработанный способ коррекции комплексной передаточной характеристики системы связи *OFDM* использует преамбулу, имеющую спектральное представление, как на рисунке 2 (дискретно-непрерывный набор спектральных компонент), т.е. не имеющую повторяющихся участков во временной области, то известные способы синхронизации не могут быть использованы. Поэтому появилась задача разработки нового способа временной синхронизации.

Суть разработанного способа заключается в том, решающая функция представляет собой квадрат модуля комплексной функции взаимной корреляции принятого сигнала и эталонной преамбулы без циклического префикса, которая не передавалась через канал передачи, а была заранее известна. Преамбула представляет собой дельта - коррелированный шумоподобный сигнал. Использование именно этого свойства при обработке приводит к повышению точности за счет резкого сужения области максимума решающей функции.

Необходимо отметить, что преамбула для предлагаемого способа может содержать один, два или более двух символов, каждый из которых во временной области не имеет повторяющихся участков. Это необходимо, чтобы максимум решающей функции был один для каждого символа, который используется для синхронизации.

Для проведения временной синхронизации на основе комплексной функции взаимной корреляции между принятым сигналом и эталонной преамбулой без циклического префикса, рассчитываемой через обратное преобразование Фурье от произведения спектра принятого сигнала на комплексно сопряженный спектр эталонной преамбулы, формируется решающая функция (1).

$$M_K[d] = |\text{IFFT}[\text{FFT}(r[d]) \cdot P_{\text{э}}^*[f]]|^2, \quad (1)$$

где IFFT – обратное преобразование Фурье;

FFT – прямое преобразование Фурье;

$r[d]$  – массив данных принятого сигнала, состоящий из  $N$  временных отсчетов;

$N$  – количество точек в преобразовании Фурье;

$P_{\text{э}}^*[f]$  – массив комплексно сопряженных спектральных компонент эталонной преамбулы, т.е. преамбулы, которая не передавалась через канал передачи, а была заранее известна;

$d$  – временной индекс для массивов  $r[d]$  и  $M_K[d]$ .

В реальном канале связи время запаздывания зависит от частоты, т.е. имеется неравномерность группового времени запаздывания (ГВЗ), которая приводит к «растеканию» максимума решающей функции (см. рисунок 3).

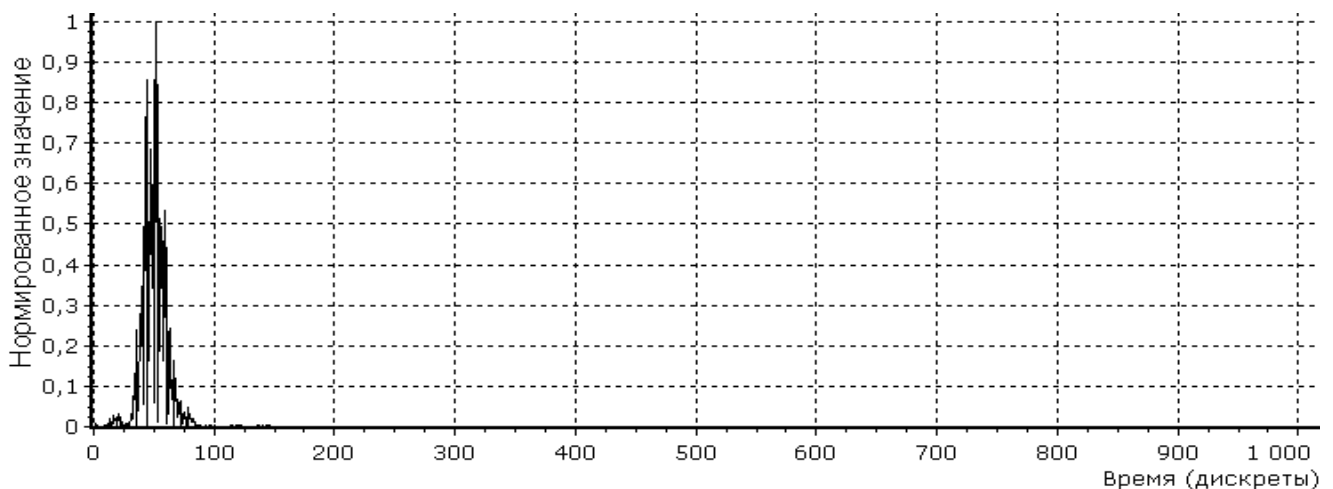


Рисунок 3 - Нормированная решающая функция при прохождении сигнала преамбулы по реальному каналу связи, размерность преобразования Фурье  $N=1024$

Что приводит к затруднению при установке порогового коэффициента  $k$  для обнаружения преамбулы таким образом, чтобы не было ложных обнаружений и пропусков. Поэтому предложено использовать сумму значений  $M_S$  решающей функции на участке значимости, т.е. в диапазоне индекса от  $a$  до  $b$  вместо значения максимума решающей функции (см. рисунок 4).

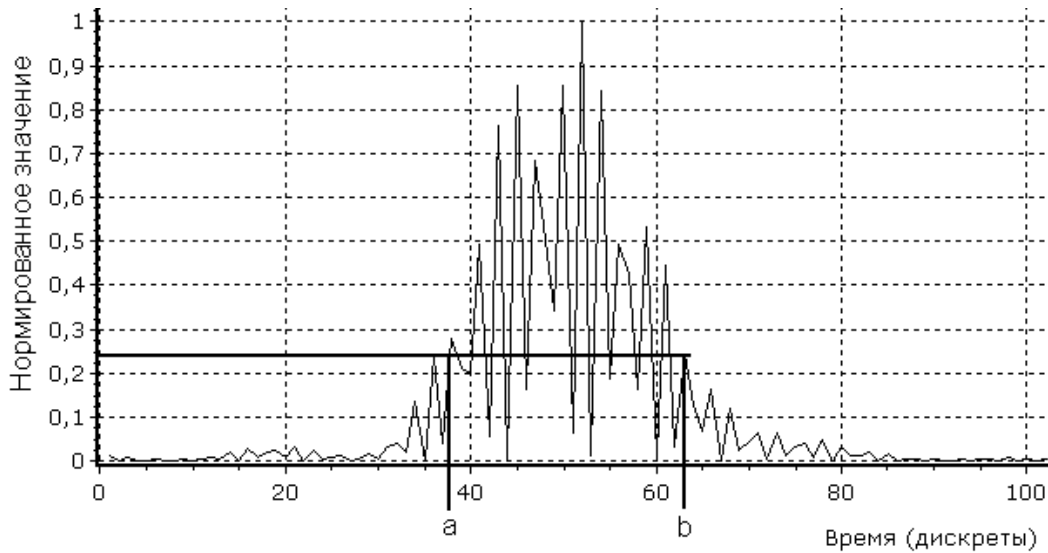


Рисунок 4 - Нормированная решающая функция при прохождении сигнала преамбулы по реальному каналу связи, размерность преобразования Фурье  $N=1024$  (увеличенный масштаб по оси времени)

Основной критерий обнаружения преамбулы при растекании максимума решающей функции:  $M_S > k \cdot A$ , где  $k$  – порог обнаружения;

$A = \frac{1}{N - (b - a + 1)} \left( \sum_{d=0}^{a-1} M_K[d] + \sum_{d=b+1}^{N-1} M_K[d] \right)$  – среднее значение решающей функции,

рассчитываемое в диапазоне индекса  $d$  от 0 до  $N-1$ , за исключением диапазонов индекса  $d$  от  $a$  до  $b$ . Значение  $M_S$  рассчитывается на участке значимости как сумма значений решающей функции в диапазоне индекса  $d$  от  $a$  до  $b$ :

$$M_S = \sum_{d=a}^b M_K[d],$$

где  $a$  – это первый индекс, когда значение решающей функции больше отношения максимума решающей функции  $M$  к  $Q$ ;  $b$  – последний индекс, когда значение решающей функции больше отношения максимума решающей функции  $M$  к  $Q$ . Значение  $Q$  предлагается выбрать равным четырём.

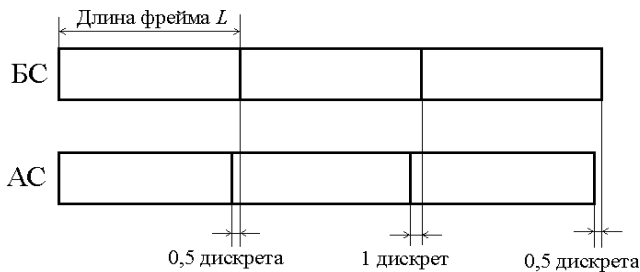
Показано, что использование функции взаимной корреляции и непрерывной по частотным компонентам преамбулы позволяют произвести временную



синхронизацию даже при отношении сигнал шум -6дБ без ложных обнаружений и пропусков для выборки из 100 000 реализаций.

### Тактовая и частотная синхронизация

Под тактовой синхронизацией понимается синхронизация частот дискретизации.



На рисунке 5 обозначено: БС – базовая станция, АС – абонентская станция. Длительность фрейма  $L$  тактов (дискрет).

Рисунок 5 - Тактовая синхронизация

Для определения ошибки частоты необходимо найти относительную ошибку в дискретах  $\Delta$  на длительность фрейма  $L$ :  $\Delta = L_{BC} - L_{AC}$ .

Коррекция осуществляется только тогда, когда значение  $|\Delta| \geq 1$  дискрета.

$$\frac{N}{f_s} = \frac{N + \Delta}{f_x}; N \cdot f_x = f_s \cdot (N + \Delta); f_x = \frac{f_s(N + \Delta)}{N} = f_s + \frac{f_s \cdot \Delta}{N};$$

Отсюда ошибка частоты:  $f_s - f_x = \frac{\Delta}{N} \cdot f_s$ . Где  $f_s$  – частота дискретизации БС (эталонная частота),  $f_x$  – частота дискретизации АС,  $N$  – расстояние в дискретах между коррекциями (на рисунке 5 это расстояние равно  $2L$ ).

Данные расчеты реализованы в алгоритме тактовой синхронизации. Особенностью алгоритма является синхронизация в точку, соответствующую середине циклического префикса. Алгоритм представлен ниже.

1. Инициализируются переменные  $CP\_OFFSET\_SS=16$  (для циклического префикса равного 32),  $Frame\_Number=0$ ,  $First\_Correction=0$ .
2. Ожидание данных по новому принятому фрейму.  $Frame\_Number=Frame\_Number+1$ .
3. Рассчитывается  $Correction = Corr\_Offset - CP\_OFFSET\_SS$  (за счет вычитания будет синхронизация в середину циклического префикса).  $Corr\_Offset$  – найденное значение индекса максимума коэффициента корреляции.
4. Если  $Correction$  не равно 0, тогда переход к п. 5, иначе к п. 8.
5. Изменение длительности фрейма на значение  $Correction$ .

6. Записывается номер фрейма, когда произошла последняя коррекция:

$$Last\_Correction = Frame\_Number.$$

$Frame\_Number$  – номер фрейма, когда выполнялась коррекция.

7. Рассчитывается сумма коррекций  $Correction\_Sum = Correction\_Sum + correction$ .

8. Если  $Frame\_Number=1000$ , переход к п. 9, иначе к п. 2.

9. Рассчитывается ошибка по частоте:

$$Freq\_Error = \frac{Correction\_Sum}{(Last\_Correction - First\_Correction) \cdot Frame\_Length} \cdot fs$$

$fs$  – частота дискретизации,  $Frame\_Length$  - длина фрейма в дискретах.

В соответствии со значением  $Freq\_Error$  производится коррекция управляющего напряжения (изменяется код, подаваемый на низкочастотный ЦАП), подающегося на генератор опорной частоты.

10.  $First\_Correction=Last\_Correction$ ,  $Correction\_Sum=0$ . Переход к п. 2.

Показано, что если генератор опорной частоты является единым для частоты дискретизации и несущей частоты радиосигнала, то подстраивая по данному алгоритму генератор опорной частоты, чтобы выровнять частоту дискретизации абонентской станции по базовой станции также будет происходить частотная синхронизация по несущим частотам. Эта особенность позволяет одновременно с тактовой синхронизацией получить и частотную.

В третьей главе проведено сравнение способов расчета и коррекции КПХ системы связи *OFDM* с использованием в расчетах полярной системы координат и без ее применения. Показаны результаты моделирования с использованием разработанных для ЭВМ программ.

Показано, что помехоустойчивость предложенного алгоритма коррекции КПХ на 1,3 дБ выше по сравнению с алгоритмом, использующим в расчетах полярную систему координат. Такое преимущество обеспечивается повышением уровня пилот-поднесущих в символах данных.

Показано, что при модификации предложенного алгоритма для работы с целочисленными значениями потери точности не произошло. Данная модификация позволила наиболее просто реализовать предложенный алгоритм коррекции на языке описания аппаратуры *Verilog*.

Показано, что разбиение преамбулы на 2 символа дает хороший выигрыш по помехоустойчивости. Дальнейшее разбиение преамбулы на символы не приводит к столь значительному выигрышу в помехоустойчивости вследствие неизменного уровня спектральных составляющих в символах данных.

Показано, что при разбиении преамбулы на 2 символа для работы модуляции  $QAM_{16} 2/3$  требуется отношение  $C/Ш = 20,2$  дБ, для  $QAM_{64} 2/3$  –  $C/Ш = 27,4$  дБ.

Далее в третьей главе представлено описание результатов апробации и внедрения разработанных методик и алгоритмов. Приведено описание алгоритмов цифровой обработки и средств моделирования.

### **Основные выводы и результаты работы**

1. Предложен алгоритм коррекции КПХ, позволяющий работать без использования полярной системы координат за счет преамбулы содержащей все частотные компоненты.
2. Показано, что помехоустойчивость предложенного алгоритма коррекции КПХ на 1,3 дБ выше по сравнению со стандартным за счет увеличенного уровня пилот-поднесущих в символах данных.
3. Показано, что модифицированный алгоритм использует меньшее количество математических операций. А именно, отсутствует перевод в полярную систему координат и обратно в ортогональную перед демодуляцией, что упрощает реализацию на языках описания аппаратуры *Verilog* или *VHDL*.
4. Показано, что разбиение преамбулы на 2 символа дает значимый выигрыш по помехоустойчивости. Дальнейшее разбиение преамбулы на символы не приводит к столь заметному выигрышу в помехоустойчивости вследствие неизменного уровня спектральных составляющих в символах данных.
5. Моделирование целочисленного алгоритма коррекции КПХ, использующего 32х битные целые числа, при работе в условиях АБГШ канала с отношением сигнал/шум до 36 дБ показало отсутствие потери точности в сравнении с вещественным алгоритмом коррекции.
6. Для разработанного целочисленного алгоритма коррекции КПХ получены следующие пороговые отношения сигнал/шум, рассчитанные по преамбуле, состоящей из двух символов для модуляций:  $QPSK 1/2$  - 12 дБ;  $QPSK 3/4$  - 15,2 дБ;  $QAM_{16} 1/2$  - 17,3 дБ;  $QAM_{16} 3/4$  - 21,1 дБ;  $QAM_{64} 2/3$  - 27,6 дБ.

7. Показано, что использование стандартной преамбулы на всех ее частотных компонентах приводит к значительному росту пик-фактора, поэтому для модифицированного алгоритма расчета КПХ требуется модифицировать преамбулу для минимизации пик-фактора. Определена оптимальная по пик-фактору преамбула, которая для предложенного алгоритма имеет низкое значение пик-фактора 1,78, что позволило задать уровень спектральных компонент преамбулы в 2,7 раза больше по сравнению с уровнем спектральных компонент символов данных.
8. Показано, что алгоритм генерации преамбулы для минимизации пик-фактора может быть реализован путем создания преамбулы на основе генератора случайных чисел.
9. Разработан алгоритм временной синхронизации для преамбулы, не имеющей повторяющихся участков во временной области, т.е. содержащей дискретно-непрерывный набор спектральных компонент. Алгоритм основан на применении в качестве решающей функции квадрата модуля комплексной функции взаимной корреляции принятого сигнала и эталонной преамбулы без циклического префикса, которая не передавалась через канал передачи, а была заранее известна. Преамбула представляет собой дельта - коррелированный шумоподобный сигнал. Использование именно этого свойства при обработке приводит к повышению точности за счет резкого сужения области максимума решающей функции. Зависимость дисперсии оценки временного положения сигнала от отношения сигнал/шум для предложенного метода показывает, что он имеет высокую помехоустойчивость временной синхронизации, т.к. даже при отношении сигнал/шум равном -12 дБ дисперсия составляет 0,046. Выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с аналогами составляет более 12 дБ.
10. Рассмотрено применение временной синхронизации для реализации тактовой.
11. Показано, что в случае использования единого опорного генератора для получения (тактовой) частоты дискретизации ЦАП/АЦП и несущей частоты, выполнение тактовой синхронизации приведет к частотной синхронизации.
12. Разработана методика тактовой и частотной синхронизации с использованием алгоритма временной синхронизации.

## Список работ, опубликованных по теме диссертации

### Публикации в изданиях из перечня ВАК:

1. Позднякова, Л.В., Поздняков, А.Д. Алгоритмы формирования *OFDM* испытательного сигнала с заданными параметрами модуляции и шума // Проектирование и технология электронных средств. – 2012. – №4. – С. 31–34.

2. Поздняков, В.А., Позднякова, Л.В., Карпов, И.В. Определение комплексной передаточной характеристики канала связи *OFDM* при разделении испытательного линейчатого спектра преамбулы на несколько символов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. - №3 – С. 49-53.

3. Поздняков, В.А., Позднякова, Л.В., Карпов, И.В., Коробов, Д.С. Особенности коррекции комплексной передаточной характеристики по преамбуле *OFDM* сигнала // Проектирование и технология электронных средств. – 2013. - №2. –С. 5-8.

4. Поздняков, В.А., Позднякова, Л.В., Никитин, О.Р. Алгоритм снижения пик-фактора преамбулы для *OFDM* и *DMT* сигналов // Проектирование и технология электронных средств. – 2013. - №4. – С. 23-26.

5. Позднякова, Л.В., Поздняков, В.А. Повышение точности коррекции комплексной передаточной характеристики по преамбуле *OFDM* сигнала // Проектирование и технология электронных средств. – 2014. - №4.–С. 14-18.

6. Позднякова, Л.В. Целочисленный алгоритм коррекции комплексной передаточной характеристики канала связи *OFDM* // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. - №1. – С. 70-77.

### Публикации в остальных изданиях:

7. Поздняков, В.А., Позднякова, Л.В. Никитин, О.Р. Генератор испытательных радиосигналов на основе микроконтроллера // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. Муром – 2011. - №1. – С. 21-24.

8. Позднякова, Л.В., Поздняков, В.А., Никитин, О.Р. Генератор испытательных аналоговых радиосигналов с возможностью генерации нормального шума в заданной полосе частот // Методы и устройства передачи и обработки информации. - Муром. — 2012. - №1. – С. 19–22.

9. Позднякова, Л.В., Поздняков, В.А. Технология *OFDM*: методы коррекции комплексной передаточной характеристики канала связи / Л.В. Позднякова, В.А. Поздняков // Сборник трудов XI международной научно-технической

конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир - Суздаль, - 2015. – С. 92–95.

10. Позднякова, Л.В., Поздняков, В.А. Технология *OFDM*: целочисленный алгоритм коррекции комплексной передаточной характеристики / Л.В. Позднякова, В.А. Поздняков // Сборник трудов XI международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир - Суздаль, - 2015. – С. 95–97.

11. Позднякова, Л.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015618433: «Программа моделирования коррекции комплексной передаточной характеристики канала связи по преамбуле и пилот-поднесущим в соответствии со стандартом *WiMAX 802.16.2004*».

12. Позднякова, Л.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015618752: «Программа моделирования целочисленного алгоритма коррекции комплексной передаточной характеристики канала связи на основе ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием (*OFDM*)».

13. Позднякова, Л.В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015618979: «Программа расчета коэффициентов преамбулы для системы связи на основе ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием (*OFDM*) для поиска ее оптимального по пик-фактору варианта».

14. Позднякова, Л.В., Поздняков, В.А. Заявка на изобретение 2015109441: «Способ временной синхронизации системы связи на основе ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием по преамбуле». Опубликовано 10.10.2016, Бюл. 28.

Подписано в печать 27.10.2016.  
Формат 60x84/16. Бумага для множит. техники. Гарнитура Таймс.  
Печать на ризографе. Печ. л. 1. Тираж 100 экз.  
Заказ 101  
Издательство  
Владимирского государственного университета  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.  
600000, Владимир, ул. Горького, 87.