

На правах рукописи



Карпов Иван Владимирович

**РАЗВИТИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ
ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
РАДИОКАНАЛА**

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

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Владимир 2013

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

Научный руководитель доктор технических наук, профессор
кафедры радиотехники и радиосистем ВлГУ
Поздняков Александр Дмитриевич

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационных
систем и программной инженерии ВлГУ
Жигалов Илья Евгеньевич

кандидат технических наук, заместитель
главного инженера закрытого акционерного
общества «Конструкторское опытное бюро
радиоаппаратуры», г. Владимир
Кучин Сергей Игоревич

Ведущая организация ОАО «Владимирское конструкторское бюро
радиосвязи» (г. Владимир)

Защита состоится 29 октября 2013 г. в 16 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.301-3.

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

Автореферат разослан "23" сентября 2013 г.

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

Ученый секретарь диссертационного совета
доктор технических наук, профессор



А.Г. Самойлов

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы

Современная радиоэлектронная аппаратура (РЭА) становится все более интеллектуальной, она содержит встроенные микропроцессорные и вычислительные средства для решения задач самоконтроля, самодиагностики и обработки радиосигналов. Интегрированные интеллектуальные системы реализуют не только функции цифровой обработки сигналов, но также функции адаптивного управления РЭА с учетом состояния радиоканала передачи данных. Для этого применяются специализированные алгоритмы и программные средства, позволяющие осуществлять оценку характеристик радиоканала в режиме реального времени.

В настоящее время созданы быстродействующие микроконтроллеры (МК) и программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), которые с наименьшими аппаратными затратами обеспечивают высокое качество, точность и достоверность получаемой информации. Совершенствуются технологии цифро-аналогового и аналого-цифрового преобразования, позволяя работать с цифровыми сигналами высокой разрядности, с минимальными искажениями и погрешностями в режиме реального времени. Всё большее число задач решается не на аппаратном, а на алгоритмическом и программном уровне. Использование встроенных вычислительных средств обеспечивает гибкость, надёжность, низкую стоимость и высокое быстродействие цифровых радиоустройств и радиосистем.

Как показывает практика, при передаче широкополосных сигналов часто возникает необходимость коррекции амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной характеристик (ФЧХ) радиоканала. В зависимости от стационарности канала его частотная характеристика может корректироваться только по амплитуде или как комплексная, только в начале сеанса работы, периодически или в реальном времени.

Современные алгоритмические подходы позволяют быстрее и с меньшими затратами проводить оценку частотных характеристик в реальном времени, что даёт возможность использования этих данных в цифровых модемах для адаптивной корректировки влияния радиоканала.

Большой вклад в разработку методов и создание аппаратуры для оценки частотных характеристик внесли творческие коллективы ряда российских высших учебных заведений и научно-исследовательских институтов. Активно в данной области работает ряд зарубежных фирм, таких как Fujitsu, Intel, Huawei, National Instruments и др. Вопросам цифровой обработки посвящены работы известных зарубежных и отечественных учёных, среди которых: Котельников В.А., Кнут Д., Байков В.Д., Андрака Р., Гантмахер В.Е., Крухмалёв В.В., Раушер К., Меерсон А.М., Рашич А.В. и многие др. В настоящее время опубликованы сотни работ, освещающие различные теоретические и практические вопросы цифровой обработки сигналов (ЦОС).

Анализ публикаций по применению методов ЦОС в РЭА показывает, что задачам реализации алгоритмов оценки параметров радиоканалов в реальном

времени уделено недостаточно внимания. Вместе с тем, в связи с быстрым развитием средств вычислительной техники методология, алгоритмизация и программное обеспечение обработки дискретизированных сигналов отстают в своём развитии от возможностей современных встраиваемых в РЭА одноплатных компьютеров, МК и ПЛИС.

Таким образом, в настоящее время существует актуальная техническая и научная задача разработки и создания эффективных алгоритмических средств определения частотных характеристик радиоканала, реализующих современные методы цифровой обработки.

Целью исследования является разработка методик, алгоритмов и программных средств определения частотных характеристик радиоканалов на основе методов цифровой обработки массива данных мгновенных значений, функционирующих в режиме реального времени и имеющих точностные характеристики, достаточные для практических приложений.

Основными задачами диссертационной работы являются:

1. Разработка методики и алгоритма определения АЧХ радиоканала на основе метода качающейся частоты с использованием процедуры компенсации динамических искажений.
2. Разработка алгоритма расчёта комплексной передаточной характеристики (КПХ) радиоканала для метода линейчатого спектра.
3. Разработка алгоритма временной синхронизации при расчёте КПХ на основе метода линейчатого спектра.

Объектом исследования являются методы оценки частотной характеристики радиоканала, предназначенные для реализации в современных системах ЦОС, встроенных в РЭА.

Предметом исследования являются методики и алгоритмы цифровой обработки данных для оценки АЧХ и КПХ радиоканала.

Методы исследований

В работе использованы методы спектрального анализа, цифровой фильтрации, математической статистики и теории вероятности, математического моделирования, а также моделирования устройств на языке описания аппаратуры - hardware description language (HDL).

Научная новизна состоит в развитии методик и создании алгоритмов цифровой обработки данных для определения частотной характеристики радиоканала путем рационального использования вычислительных ресурсов встроенных цифровых систем РЭА:

1. Предложена методика расчёта АЧХ при высокой скорости качания частоты, включающая в себя алгоритм компенсации динамических искажений по данным, полученным при свипировании «вверх» и «вниз». Экспериментально показано, что применение алгоритмической коррекции результатов повышает достоверность оценки АЧХ.
2. Предложена методика расчета КПХ для метода линейчатого спектра. Рассмотрены варианты формирования испытательного сигнала, и даны

рекомендации по заполнению спектра тестовой последовательности в зависимости от качества радиоканала.

3. Разработаны и исследованы алгоритмы повышения скорости расчета частотных характеристик с использованием МК и ПЛИС. Показана эффективность распараллеливания расчета на несколько потоков, а также использования конвейерной обработки данных.

4. Предложена методика использования КПХ радиоканала для восстановления спектра принятого сигнала. Показана эффективность данной методики при работе в неблагоприятных условиях распространения радиосигнала.

5. Разработан и исследован алгоритм временной синхронизации и определения минимально допустимой длины циклического префикса испытательного сигнала. Показано, что данный алгоритм эффективно функционирует при значительной неравномерности группового времени запаздывания в канале.

Практическая значимость

Практические результаты диссертации были достигнуты в процессе выполнения научно-исследовательских работ по заказам предприятий г. Нижнего Новгорода (ОАО «Нижегородское научно-производственное объединение им. М.В. Фрунзе») и г. Москвы (ЗАО «Современные беспроводные технологии»).

Перечень результатов, имеющих практическую ценность:

1. Создан OFDM модем, обеспечивающий при применении разработанных методик и алгоритмов:

- повышение скорости расчета КПХ до 50% за счет распараллеливания расчета реальной и мнимой частей характеристики, по сравнению с однопоточным расчётом; повышение точности расчета КПХ, за счет проведения расчета по двум символам в 1.4 раза.
- коррекцию КПХ для восстановления спектра OFDM сигналов, использующих цифровые схемы модуляции.
- скорости передачи данных при используемой полосе частот 7 МГц для модуляций: BPSK - 2,8 Мбит/с, QPSK - 8,5 Мбит/с, QAM16 - 17 Мбит/с, QAM64 - 22 Мбит/с.

2. Создан виртуальный анализатор АЧХ на базе «комплекса виртуальных приборов», использующий методику компенсации динамических искажений в режиме высокой скорости качания частоты.

3. Созданы программы моделирования расчета частотных характеристик для методов качающейся частоты и линейчатого спектра. Программы позволяют задавать различные типы испытательных сигналов, изменять схему разделения испытательных спектральных составляющих на несколько символов, и вносить шумы с заданным уровнем и законом распределения.

Результаты работы

В работе приведены материалы, обобщающие результаты теоретических исследований и опыт практической реализации методов цифровой обработки

дискретизированных сигналов для оценки частотных характеристик радиоканала. При этом кроме описания методов ЦОС большое внимание уделено их алгоритмической реализации на языках высокого уровня и языках описания аппаратуры. Основные теоретические и практические результаты диссертации были получены автором в ходе выполнения научно-исследовательских работ, проводимых на кафедре радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета в период с 2008 по 2013 гг.

Апробация работы

По материалам диссертации автором сделано 2 доклада на научной конференции «Новые информационные технологии в системах связи и управления» (Калуга, 2010). Подана заявка на патент на изобретение.

Теоретические и практические результаты работы внедрены на предприятиях г. Нижнего Новгорода (ОАО «Нижегородское научно-производственное объединение им. М.В. Фрунзе») и г. Москвы (ЗАО «Современные беспроводные технологии»), а также используются в учебном процессе на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ.

Испытания OFDM-модема показали возможность передачи данных на расстояние до 2 км, при мощности передатчика 50 мВт, используемой полосе частот 7 МГц, несущей частоте 3,5 ГГц с использованием модуляции QAM64 с избыточностью 2/3.

Проведена апробация предложенных алгоритмов на прототипе DMT модема на линии связи длиной 70 км в районе Светлинской ГЭС. Полученные результаты показали устойчивость к большой неравномерности группового времени запаздывания.

Публикации по работе

По тематике исследований опубликовано 8 работ, из которых 4 в журналах из перечня рекомендованных ВАК.

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из перечня используемых сокращений, введения, трёх глав, заключения, списка используемой литературы и приложений. Общий объём диссертации 140 страницы, в том числе 115 страниц основного текста, иллюстрированных 79 рисунками и 4 таблицами, 8 страниц списка литературы, а так же восьми приложений на 18 стр.

На защиту выносятся научно обоснованные технические разработки, имеющие существенное значение для экономики страны, в рамках решения задачи развития методов оценки КПХ и АЧХ:

1. Методики:

- оценки АЧХ с компенсацией динамических искажений при высокой скорости качания частоты;
- оценки КПХ для метода линейчатого спектра.

2. Алгоритмы:

- повышения скорости оценки частотной характеристики с использованием МК и ПЛИС;

- временной синхронизации и определения минимально допустимой длины циклического префикса испытательного сигнала.
3. Программы моделирования:
- оценки частотных характеристик радиоканала для методов качающейся частоты и линейчатого спектра;
 - алгоритма временной синхронизации при использовании линейчатого спектра.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение содержит обоснование актуальности темы диссертации. Сформулированы цели и задачи исследований, научная новизна и практическое значение, приведена структура диссертации.

В первой главе рассмотрены требования к средствам цифровой обработки сигналов и архитектура систем определения частотных характеристик радиоканалов. Дано обоснование целесообразности использования цифровых систем на базе МК и ПЛИС. Показано, что во многих практических приложениях эффективны системы на основе ПЛИС под управлением микроконтроллера, которые обеспечивают высокую скорость и точность вычислений. Рассмотрены возможности применения для поставленных задач аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, представлены характеристики современных АЦП и ЦАП. Проведён обзор вычислительных методов определения АЧХ и КПХ, также показана целесообразность реализации вычислительных операций средствами ПЛИС.

Рассмотрены особенности и недостатки основных методов определения частотных характеристик:

1. Определение АЧХ с использованием частотно-модулированного сигнала (рис.1а). Ограничением для использования данного подхода является значительный уровень динамических искажений, возникающих при большой скорости качания частоты.

2. Определение КПХ с использованием линейчатого спектра (рис.1б). Расчёт КПХ требуется для коррекции влияния радиоканала в реальном времени, что обуславливает высокие требования к скорости расчёта и временной синхронизации.

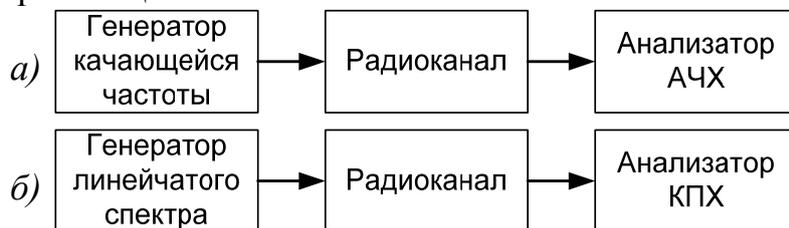


Рис. 1. Основные схемы определения частотных характеристик

Во второй главе исследуются методы определения АЧХ и КПХ радиоканала, а также предлагаются решения возникающих при этом проблем. Рассматривается реализация алгоритмов расчёта КПХ на основе ПЛИС.

Определение АЧХ

Недостатком известных способов определения АЧХ методом качания частоты является погрешность расчёта, возникающая из-за динамических искажений при высоких скоростях свипирования.

В ходе исследований было рекомендовано использовать испытательный гармонический сигнал с гармонической частотной модуляцией. Во-первых, такой сигнал минимально расширяет спектр огибающей АЧХ, что позволяет задавать максимально возможную частоту девиации, оставаясь в границах диапазона Котельникова. Во-вторых, такой сигнал не имеет разрывов производной по частоте, что снижает погрешность расчёта частоты. В-третьих, на крутых склонах трапецеидальных АЧХ будет более плавное изменение частоты, что минимизирует динамические искажения и дополнительно повышает частотное разрешение.

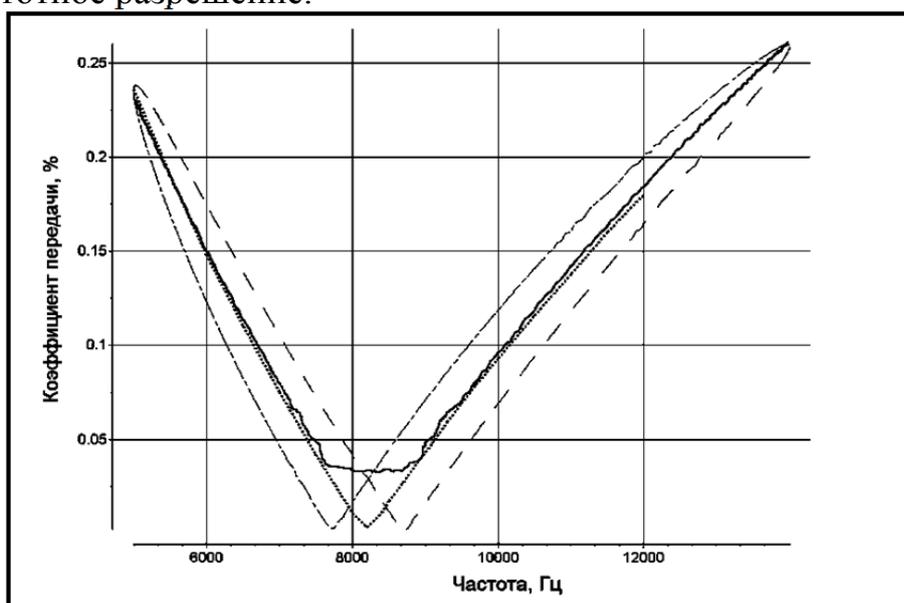


Рис. 2. АЧХ режекторного фильтра

Рисунок 2 поясняет появление динамических искажений на примере режекторного фильтра. Огибающая АЧХ при перестройке частоты «вверх» сильно отличается от АЧХ при перестройке частоты «вниз». Такой эффект объясняется различными фазовыми набегами, вызванными переходными процессами в исследуемом устройстве и в измерительном тракте. Штрихпунктирная линия на графике соответствует перестройке частоты «вверх», штриховая - перестройке частоты «вниз». Сплошной линией показана АЧХ при простом усреднении данных «вверх» и «вниз». Показано, что такой вид усреднения может привести к большой погрешности в центральной части реальной АЧХ фильтра.

Для компенсации динамических искажений предложен алгоритм:

1. После преобразования аналог-код входного сигнала $X(t)$ создаётся массив значений амплитуд $X(i)$. С помощью преобразования Гильберта находится для сигнала $X(i)$ ортогональный ему сигнал $X_1(i)$. Используя эти

сигналы находится огибающая $A [i]$ (мгновенная амплитуда) и мгновенная частота сигнала $f[i]$.

2. Соединяем массивы мгновенных значений $f[i]$ и $A [i]$ в единый массив значений $FA[i].F$, $FA[i].A$. Так же, для каждого элемента массива добавляем бинарный параметр I , принимающий значения «истина»/«ложь» (1 и 0, соответственно). Значение «истина» означает, что точка принадлежит возрастающему участку амплитуды, значение «ложь» означает, что точка принадлежит убывающему участку амплитуды. При объединении параметр $I=0$. Таким образом, массив FA представляет собой таблицу записей, состоящую из трёх полей:

- Амплитуда, A .
- Частота, F .
- Параметр возрастания, I .

3. Разделяем массив $FA[i]$ на два массива, в одном из которых при увеличении индекса частота возрастает – $F^{\uparrow}A[i]$, в другом соответственно убывает $F^{\downarrow}A[i]$ Для этого выполняем шаги 2-6.

4. Устанавливаем значение индексов массивов $i = 0, j = 0, k = 0$.

5. Если $FA[(i+I)].F > FA[i].F > 0$, заносим точку $FA[i]$ в массив $F^{\uparrow}A [j]$ и увеличиваем значение j на 1, иначе заносим эту точку в массив $F^{\downarrow}A [k]$ и увеличиваем значение k на 1.

6. Увеличиваем значение i на 1.

7. Если $i < N-1$ переходим к пункту 4.

8. Вычисляем для массивов $F^{\uparrow}A$, $F^{\downarrow}A$ параметр возрастания - I .

9. Устанавливаем индекс массива $i = 0$.

10. Вычисляем разницу значений амплитуд как $dA = F^{\downarrow}A [i + 1] - F^{\downarrow}A [i]$

11. Если $dA > 0$, то для точки $F^{\downarrow}A [i + 1]$ устанавливаем признак возрастания $I = 1$. Если $i = 0$, то эту же операцию производим с точкой $F^{\downarrow}A [0]$, причём признак I для этой точки определяем как I для точки с индексом 1.

12. Увеличиваем значение индекса массива на 1. Если $i < N$. После этого переходим к пункту 9.

13. Повторяем пункты алгоритма 7 – 10 для массива $F^{\uparrow}A$.

14. Устанавливаем индекс массива $i = 0$. Значение признака предыдущей точки I_{Aprev} устанавливаем равным 0. Значение границы сортировки $Bord = 0$.

15. Устанавливаем t равным $Bord$, ΔA равным максимально возможному значению амплитуды A .

16. Сравниваем точку $F^{\uparrow}A [i]$ с точкой $F^{\downarrow}A [t]$ по амплитуде. Вычисляем разницу значений и если она меньше ΔA , то ΔA присваиваем её значение, а так же рассчитываем среднее значение амплитуды

$$mA = (F^{\uparrow}A [i].A + F^{\downarrow}A [t].A)/2$$

17. Увеличиваем t на единицу.

18. Если для точки $FA'[t]$ $I_A = I_{Aprev}$ переходим к пункту 15. Иначе, записываем в массив $FA_{sort}[i].A$ значение амплитуды $m_A - FA_{sort}[i].A = m_A$, рассчитываем среднее значение частоты

$$mF = (F^{\uparrow} A [i].F + F^{\downarrow} A [t].F)/2$$

и так же записываем значение в массив $FA_{sort}[i].F = mF$. Увеличиваем i на единицу и переходим к пункту 17.

19. Если для точки массива $FA''[i]$ $I_A \neq I_{Aprev}$ присваиваем значение границы сортировки $Bord = i$. Если $i = N$ переходим к пункту 19, иначе повторяем действия с пункта 14.

20. Если не выбран режим относительных измерений, то отображаем полученную зависимость $FA_{sort}[i]$ на индикаторном устройстве.

21. Рассчитываем и отображаем неравномерность – ε в диапазоне частот от f_{min} до f_{max} задаваемых пользователем. $\varepsilon = 20\lg(A_{max}/A_{min})$, где A_{max} и A_{min} максимальное и минимальное значение в массиве $FA_{sort}[i]$, лежащего между частотам f_{min} и f_{max} .

22. Вычисляем максимальное значение амплитуды A^* в массиве $FA_{sort}[i]$.

23. Нормируем массив $FA_{sort}[i]$ по максимальной амплитуде $FA^*_{sort}[i].A = 20\lg(FA_{sort}[i].A / A^*)$. Если выбран режим относительных измерений, то отображаем полученную зависимость $FA^*_{sort}[i]$ на индикаторном устройстве.

Пункты алгоритма 1-17 реализуют компенсацию динамических погрешностей за счет того, что оценка АЧХ разделена на две части: при возрастании и убывании частоты. На основе данного алгоритма был разработан вычислительный анализатор сигнала и АЧХ, позволяющий устранить динамические искажения за счёт алгоритмического усреднения и фильтрации мгновенных значений амплитуды и частоты, подана заявка на изобретение.

Определение КПХ

Предложенная методика расчёта КПХ ориентирована на технологию OFDM, которая представляет собой цифровую схему модуляции, использующую большое количество близко расположенных ортогональных поднесущих. Под символом OFDM понимается группа частот, являющимися несущими в данный отрезок времени. Методика расчёта КПХ включает в себя следующие ключевые процедуры:

1. Синтез испытательного сигнала.
2. Синхронизация приёмника и передатчика.
3. Дискретизация принятого тестового сигнала (преамбулы).
4. Расчёт комплексной передаточной характеристики.
5. Опционально расчёт АЧХ и ФЧХ по массиву данных ККП.

Синтез испытательного сигнала

В предложенной методике расчёта КПХ в качестве испытательного сигнала используется символ OFDM, каждая из поднесущих которого модулирована по схеме QPSK. Такой символ называют преамбулой. Уровни компонент реальной и мнимой части спектра символа принимают значения «1»

или «-1». Последовательность значений predeterminedена заранее и остаётся неизменной на протяжении всего периода работы.

Тестовый сигнал принимается с некоторым случайным сдвигом. Помимо этого спектр преамбулы искажается вследствие прохождения по радиоканалу по причине неравномерности АЧХ, ФЧХ и группового времени запаздывания. Важной задачей является корректный приём эталонного сигнала для оценки характеристики канала и минимизации ошибки при восстановлении спектра полезного сигнала.

Рассматриваются различные варианты формирования спектра испытательного шумоподобного сигнала. Приводятся варианты разбиения преамбулы на несколько OFDM символов, и расположения активных (не нулевых) гармоник в их спектрах. Формулируются основные достоинства и недостатки различных способов разбиения. Рассмотрена проблема влияния пик-фактора при формировании испытательного сигнала во временной области.

Синхронизация между приёмником и передатчиком

OFDM символы представляют собой шумоподобный сигнал, и следовательно, их функция взаимной корреляции будет иметь узкий основной пик и небольшие боковые "выбросы". На основе этого свойства реализуется алгоритм временной синхронизации.

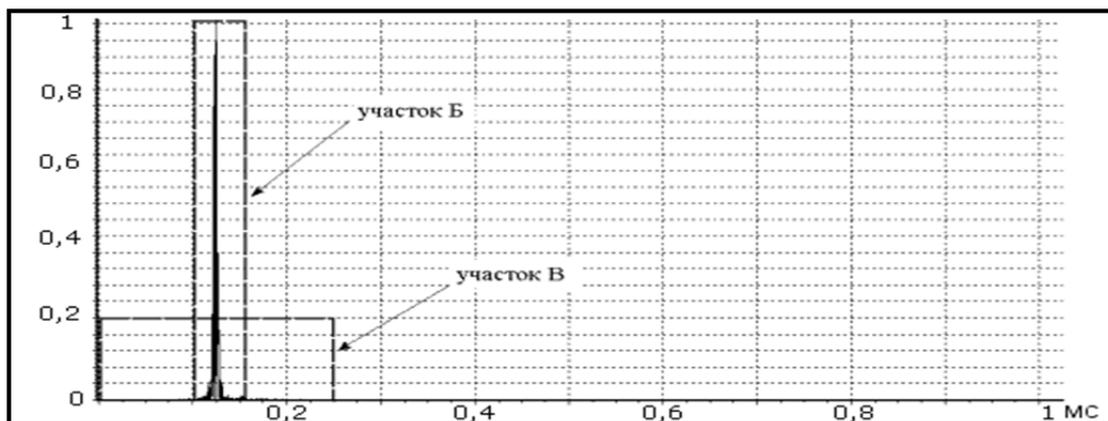


Рис. 4. функция взаимной корреляции преамбулы при прохождении сигнала преамбулы через реальный канал

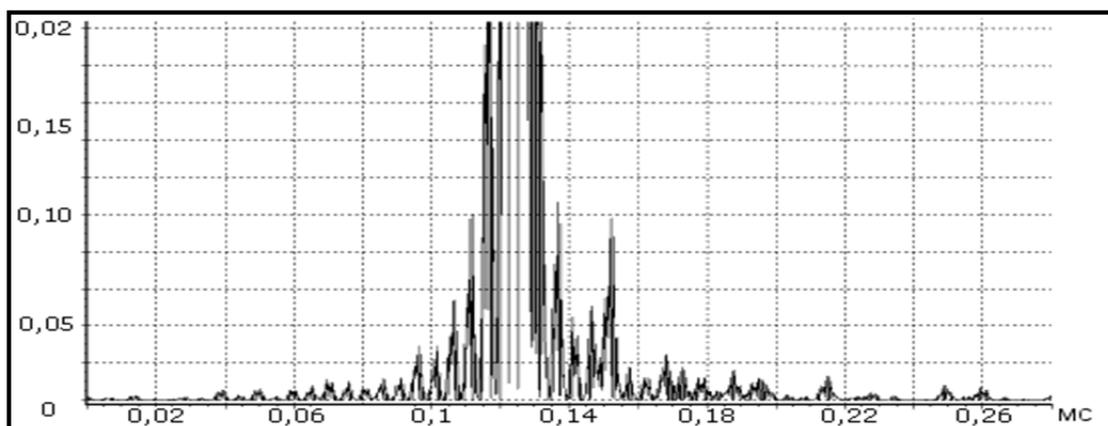


Рис. 5. функция взаимной корреляции преамбулы при прохождении сигнала преамбулы через реальный канал (участок "в" рисунка 4)

В реальном канале связи время запаздывания зависит от частоты. Это приводит к «растеканию» максимума функции взаимной корреляции. Если растекание будет меньше, чем длина циклического префикса, то взаимного наложения полезной информации между OFDM символами можно избежать. Для этого нужно, чтобы первый и последний максимумы находились в диапазоне от 0 до длины циклического префикса. Однако точно определить границы первого и последнего максимумов функции взаимной корреляции невозможно из-за шумов в канале.

Предложен, смоделирован и апробирован алгоритм синхронизации. Особенностью алгоритма является синхронизация начала обработки данных, с моментом времени, соответствующим середине циклического префикса CP.

1. Инициализируются переменные $state=0$, $shift=0$
2. Рассчитывается функция взаимной корреляции в диапазоне от дискрет $shift$ до $shift+N$, где N – размерность окна быстрого преобразования Фурье.
3. Рассчитывается максимум функции взаимной корреляции и индекс соответствующий данному максимуму – M , I .
4. Рассчитывается среднее значение функции взаимной корреляции – A .
5. Если $state=0$, то переходим к шагу 6, иначе к шагу 9.
6. Если $M > k*A$ и $I < 0.8*N$, то переходим к шагу 7, иначе к шагу 8.
7. $Shift = Shift+I-CP/2$, $state=1$, переходим к шагу 2.
8. $Shift = Shift+N/2$, переходим к шагу 2.
9. Если $M > k*A$ и $I < 0.8*N$, то переходим к шагу 10, иначе к шагу 11.
10. $Shift = Shift+I-CP/2$. Преамбула найдена. Переходим к шагу 12.
11. $Shift = Shift+N$. Преамбула не найдена. Переходим к шагу 12
12. Рассчитывается функция взаимной корреляции в диапазоне от дискрет $shift$ до $shift+N$.
13. Рассчитывается максимум функции взаимной корреляции и индекс соответствующий данному максимуму – M , I .
14. Рассчитывается среднее значение функции взаимной корреляции – A .
15. Если $M > k*A$ и $I < 0.8*N$, то преамбула найдена, иначе не найдена.

Пункты 12-15 представляют дополнительную проверку правильного обнаружения наличия преамбулы и могут быть исключены из алгоритма, при его реализации в аппаратуре.

Главный недостаток представленного алгоритма заключается в том, что при расширении максимума функции взаимной корреляции будет сильно меняться отношение $k=M/A$. Расчетное значение $k=1640$ для моделирования с параметрами: отношение сигнал шум – 20 дБ, $CP=1024$, $N=4096$, $F_s=4$ МГц, нет зависимости времени задержки от частоты. Расчетное значение $k=329$ для реального радиоканала (см. рисунки 3-4). Пятикратная разница в отношении не позволит оптимально задать этот коэффициент для обнаружения преамбулы. Если задать малое значение k , то при малой разнице во времени распространения будет большее влияние шумов на определение преамбулы, соответственно будут возникать ложные обнаружения. При большом значении

k обнаружения вообще не будет происходить. Для устранения этого недостатка представленный алгоритм был модифицирован следующим образом:

1. Значение M рассчитывается как сумма значений коэффициентов корреляции в диапазоне индекса от a до b . Где a это первый индекс, когда значение коэффициента корреляции больше 25% максимума коэффициента корреляции, а b – последний индекс, когда значение коэффициента корреляции больше 25% максимума коэффициента корреляции. На рис. 5 это приблизительно от 123 мкс, до 127 мкс, что соответствует для частоты дискретизации 4МГц значению $a=492$, $b= 508$.

2. Значение A рассчитывается как сумма значений коэффициентов корреляции в диапазоне индекса от 0 до $N-1$, далее из этой суммы вычитается значение M и получившееся число делится на $N-(b-a)$.

После модификации алгоритм становится независим от расширения главного максимума. Расчетное значение k для моделирования равно 13037, расчетное значение k для высоковольтной линии связи 13004. Т.о. значение k будет зависеть только от параметров OFDM символа и можно установить пороговое значение k , например, 3500 при котором будет происходить только верное обнаружение преамбулы (без ложных обнаружений) вплоть до отношения сигнал/шум=6дБ.

Алгоритм расчёта КПХ с использованием линейчатого спектра

Процесс вычисления комплексной передаточной характеристики и корректировки сигнала включает в себя набор ресурсоёмких вычислительных операций, таких как деление и быстрое преобразование Фурье, перевод спектра в полярные координаты. Эти операции снижают точность расчётов и уменьшают эффективность коррекции спектра сигнала.

Известные методики определения КПХ радиоканала на основе испытательного линейчатого спектра работают с пилот сигналами, определяя КПХ всего спектрального диапазона методами аппроксимации. В ходе исследований были предложено использовать линейчатый спектр преамбулы без компонент с нулевыми значениями амплитуды, рассчитывая ККП для каждой спектральной составляющей. Суть подхода заключается в «склеивании» КПХ на основе спектров нескольких символов испытательного сигнала, каждый из которых содержит в себе только часть спектральных компонент.

Возможность расчёта комплексного коэффициента передачи для каждой отдельной составляющей без использования аппроксимации избавит от необходимости перехода к полярным координатам, что заметно сократит вычислительные затраты, а также уменьшит погрешности за счёт снижения количества операций преобразования данных, и избавит от погрешности аппроксимации. Помимо этого, расчёт КПХ в комплексной форме даёт возможность реализации параллельной обработки двух потоков данных - для реальной и мнимой частей спектра. Это позволит сократить время вычисления примерно в 2 раза. В случае, если нет жёстких требований к ресурсам ПЛИС есть возможность разделения расчёта на 4, 8 и более потоков, что также

сократит временные затраты в 4, 8 и более раз. Кроме того, разделение символов позволяет повысить точность расчётов за счёт увеличения амплитуды несущих без увеличения энергии передаваемого сигнала, что снизит влияние шумов в канале.

Одной из главных проблем быстродействия при расчете КПХ является необходимость многократного использования операции деления. Для ускорения вычислений разработан алгоритм ускоренного деления целых чисел, основанный на использовании ресурсов ПЛИС, а именно – функций аппаратного умножения, и сдвиговых регистров. Разработанный модуль превосходит по скорости имеющиеся аналоги в 1,5–2 раза, затрачивая меньшее число тактов на расчёт, при той же тактовой частоте.

В общем виде алгоритм расчёта КПХ будет выглядеть следующим образом:

1. Дискретизация входного сигнала анализатора посредством АЦП с заданной частотой дискретизации и получение массива данных мгновенных значений амплитуды.

2. Осуществление прямого БПФ для данного массива, и расчёт массива спектральных составляющих для реальной и мнимой частей сигнала.

3. Расчёт по этим данным массива значений обратного комплексного коэффициента передачи:

$$K[i \cdot f_d / N] = \frac{S_{эт}[i \cdot f_d / N]}{S_{вх}[i \cdot f_d / N]},$$

где f_d – частота дискретизации, N – количество точек в массиве данных преобразования Фурье, $S_{эт}$ – массив спектральных составляющих преамбулы (эталонный сигнал), $S_{вх}$ – массив спектральных составляющих преамбулы, прошедших через канал передачи (принятый сигнал), i – целое число от 1 до $N-1$.

4. Инкрементируется значение индекса i . Если i не превышает максимального количества компонент, то переход к пункту 3. Иначе завершаем работу.

Предложен алгоритм восстановления спектра символа OFDM с последующей демодуляцией. Его суть заключается в коррекции каждой отдельно взятой спектральной составляющей сигнала перемножением её комплексных амплитуд на соответствующие значения комплексной передаточной характеристики канала. Причём перемножение осуществляется таким образом, чтобы результат оказался нормирован к определённому уровню. Затем восстановленные амплитуды умножаются на коэффициент, зависящий от типа модуляции сигнала. Это делается для того, чтобы привести результаты к виду, позволяющему максимально быстро определить принадлежность уровня амплитуды тому или иному участку сигнального созвездия и сформировать поток данных, непосредственно поступающий в декодер.

В совокупности эти решения позволяют реализовать быстрое и точное определение комплексной передаточной характеристики канала и провести нормирование спектра принимаемого сигнала. Данная методика может эффективно применяться в современных цифровых модемах.

В третьей главе проводится сравнение методики качания частоты и методики линейчатого спектра. Приводятся результаты моделирования с использованием ЭВМ, а также испытаний методик на прототипах реальных устройств. Сделаны выводы о целесообразности применения той или иной методики в различных областях. На рисунке 6 представлены результаты моделирования для канала с аддитивным белым Гауссовым шумом.

На графиках показана зависимость СКО частотной характеристики от идеальной, полученной по методике качающейся частоты в зависимости от допустимого количества экстремумов (сплошная линия). Для сравнения приведены СКО частотных характеристик от идеальных, полученных при соответствующих соотношениях сигнал/шум с использованием методики линейчатого спектра (пунктирная линия).

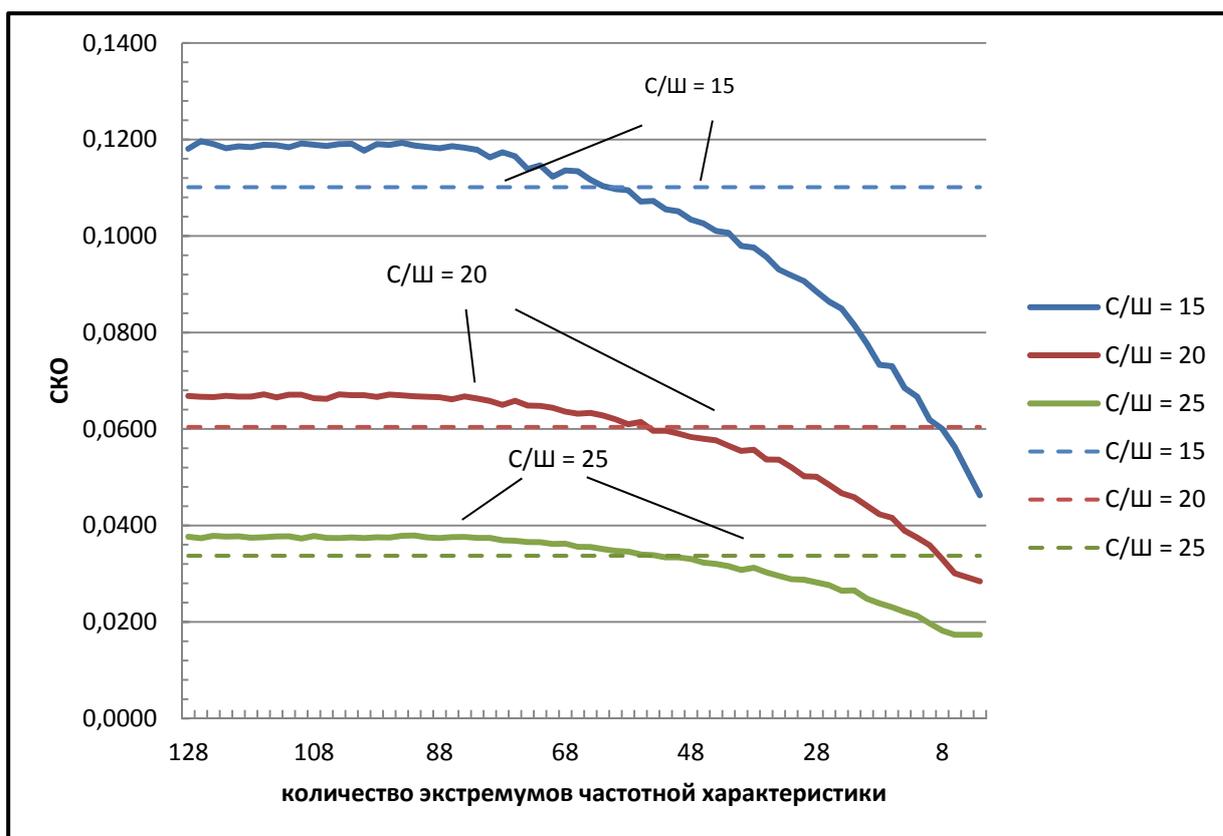


Рис. 6. СКО частотных характеристик при различных соотношениях сигнал/шум при размере окна дискретного преобразования Фурье равного 256 точкам.

На рисунке 7 представлены графики отклонения передаточной характеристики от идеальной. Показана зависимость от количества символов тестового сигнала при разных соотношениях сигнал/шум.

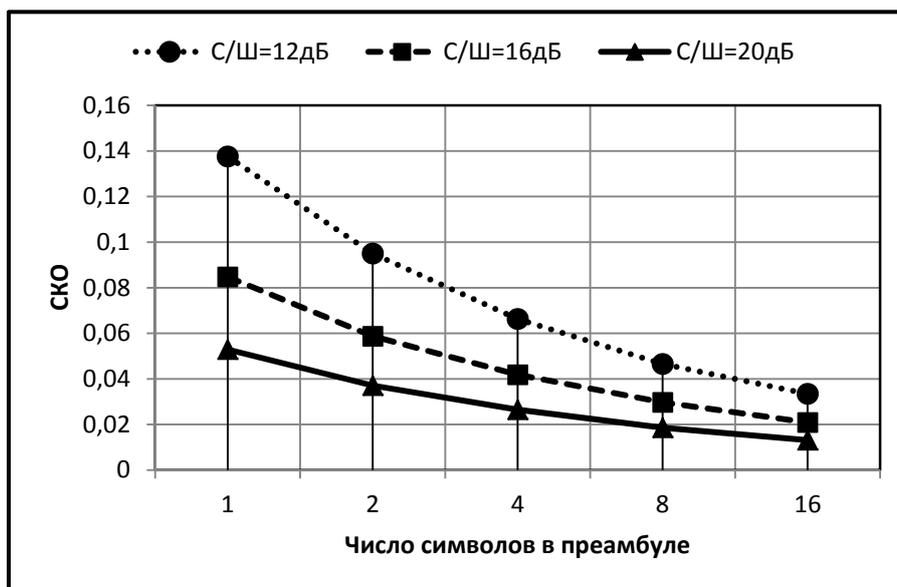


Рис. 7. Зависимость СКО от количества символов и уровня шума

При соотношении сигнал/шум равном 12 дБ СКО рассчитанной КПХ не будет превышать $\delta = 0,095$. В случае расчёта по одному испытательному символу СКО будет составлять $\delta = 0,138$.

Достоинства методики линейчатого спектра

1. Простота определения частоты гармоник для рассчитанного ККП. Частота соответствует индексу гармоники в спектре.
2. Относительная погрешность определения частоты, для которой рассчитан ККП определяется точностью подстройки частот генератора и приемника и может быть меньше 10^{-7} .
3. Возможность полностью использовать частотный диапазон вплоть до частоты в два раза меньшей, чем частота дискретизации сигнала.
4. Возможность работы в условиях большой неравномерности группового времени запаздывания.
5. Возможность работы в ограниченном частотном диапазоне без расширения спектра.

Достоинства методики качающейся частоты

1. Возможность определения частотной характеристики с большим разрешением по частоте, чем при использовании линейчатого спектра.
2. Возможность работы в узком частотном диапазоне без переносчика частоты, с использованием прямого синтеза с помощью ЦАП и прямой оцифровки с помощью АЦП.
3. Возможность повышения точности за счет фильтрации и алгоритмической коррекции искажений тестового сигнала.
4. Отсутствие необходимости во временной синхронизации генератора и приёмника.

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

На рисунке 8 представлен созданный в ходе работы OFDM модем.

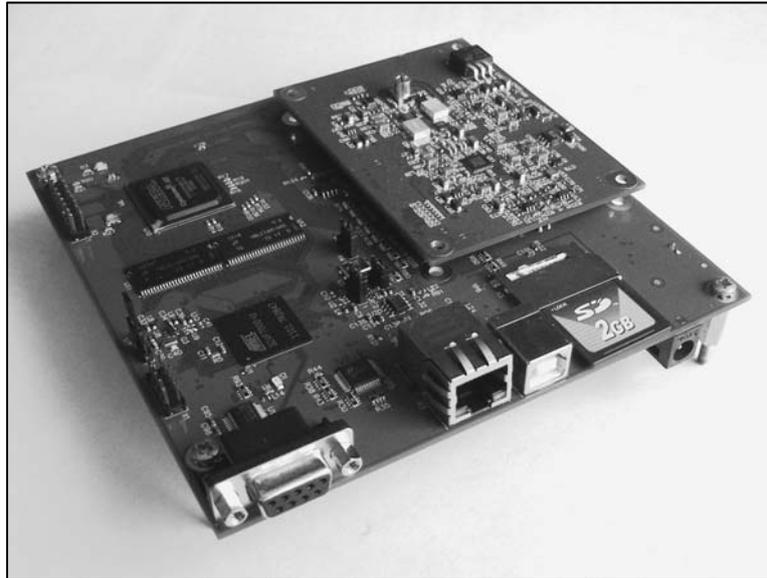


Рис. 8. Фотография разработанного OFDM модема

На рисунке 9 в качестве примера представлено одно из окон программы моделирования.



Рис. 9. Пример окна программы моделирования

Основные выводы и результаты работы

1. Показано, что современные вычислительные устройства дают возможность реализации алгоритмов цифровой обработки массивов данных, функционирующих в режиме реального времени. Использование подобных алгоритмов позволяет повысить точность и достоверность расчётов, а также применять методы компенсации искажений сигналов в реальных радиоканалах.

2. В результате проведенных исследований разработаны новые методики и алгоритмы цифровой обработки дискретизированных сигналов, в том числе:

- Методика расчета АЧХ при высокой скорости качания частоты, использующая процедуры компенсации динамических искажений.
- Методика расчета комплексной передаточной характеристики с использованием линейчатого спектра.
- Алгоритм временной синхронизации и определения минимально допустимой длины циклического префикса испытательного сигнала функционирующий при большой неравномерности группового времени запаздывания
- Алгоритм восстановления спектра сигнала с использованием КПХ радиоканала в системах, использующих технологию OFDM.

3. Предложена методика повышения точности расчета комплексной передаточной характеристики на основе разделения спектра тестового сигнала по нескольким символам. Показано, что увеличение количества символов позволяет не только повысить точность определения КПХ, но и снижает требования к скорости расчетов. Так при соотношении сигнал/шум равном 15 дБ СКО рассчитанной КПХ не будет превышать $\delta = 0,095$. В случае расчёта по одному испытательному символу СКО будет составлять $\delta = 0,138$.

4. Предложен способ повышения скорости расчета КПХ при использовании линейчатого спектра за счёт параллельных вычислений и оптимизации математических операций. Показано, что распараллеливание расчета на отдельно реальную и мнимую часть позволяет повысить быстродействие в два раза и наиболее просто реализуется в аппаратуре, позволяя оптимально использовать ресурсы устройства.

5. Предложен алгоритм временной синхронизации и определения минимально допустимой длины циклического префикса испытательного сигнала функционирующий при большой неравномерности группового времени запаздывания.

6. Результаты математического моделирования и испытаний показали, что алгоритмы временной синхронизации, определения и коррекции КПХ работают при наличии шумов и помех, а также при большой неравномерности группового времени запаздывания, АЧХ и ФЧХ радиоканала.

7. Результаты работы внедрены на предприятиях г. Москвы и г. Нижнего Новгорода, а также используются в учебном процессе на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ.

Список работ, опубликованных по теме диссертации

Публикации в изданиях по перечню ВАК:

1. Поздняков А.Д., Карпов И.В., Поздняков В.А. Адаптация итерационного алгоритма деления целых чисел при обработке данных в канале Wimax OFDM. «Известия института инженерной физики», №4 2011г, с. 9-13.

2. Карпов И.В., Поздняков В.А. Определение комплексной передаточной характеристики канала связи OFDM при разделении испытательного

линейчатого спектра преамбулы на несколько символов. «Проектирование и технологии электронных средств», - Владимир, 2012, №4. с. 43-50.

3. Поздняков В.А., Карпов И.В. Временная синхронизация и адаптивное определение длины циклического префикса в канале связи OFDM. «Проектирование и технологии электронных средств» - Владимир 2013, №1. с. 12-15.

4. Карпов И.В., Поздняков В.А., Позднякова Л.В. Определение комплексной передаточной характеристики канала связи OFDM при разделении испытательного линейчатого спектра преамбулы на несколько символов. «Радиотехнические и телекоммуникационные системы» - Муром, 2012, №3. с.49-53.

Публикации в остальных изданиях:

5. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Алгоритм работы цифрового анализатора амплитудно-частотных характеристик канала связи. «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской научно-технической конференции» Калуга. - 2010. – с. 459 – 461.

6. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Повышение точности оценки амплитудно-частотной характеристики канала связи, при высокой скорости свипирования частоты. «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9-ой Российской научно-технической конференции» Калуга. - 2010. – с. 462 – 464.

7. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков В.А. Повышение точности алгоритма оценки параметров модулированного сигнала. «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской научно-технической конференции» Калуга. - 2010. – с. 452 – 454.

8. Карпов И.В., Поздняков В.А. Проектирование и моделирование алгоритма деления целых чисел. Сборник научных трудов «Методы и устройства передачи и обработки информации», Муром №14 / 2012. с. 22 – 25.

Подписано в печать 18.09.2013.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 1,16. Тираж 100 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.