

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
АКАДЕМИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК
АССОЦИАЦИЯ МЕЖДУНАРОДНЫХ ОТДЕЛОВ
ТЕХНИЧЕСКИХ УНИВЕРСИТЕТОВ СТРАН
ЦЕНТРАЛЬНОЙ И ВОСТОЧНОЙ ЕВРОПЫ (АМО)

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА

ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СТУДЕНТОВ И АСПИРАНТОВ

26-27 февраля 2015 г.
МОСКВА

ТЕЗИСЫ ДОКЛАДОВ

ТОМ
1



МОСКВА

Издательский дом МЭИ

2015

УДК 621.3+621.37[(043.2)]

Р 154

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕ-
Р 154 **ТИКА: Двадцать первая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. — 244 с.**

ISBN 978-5-383-00921-5

ISBN 978-5-383-00922-2 (Том 1)

Помещенные в первом томе сборника тезисы докладов студентов и аспирантов российских и зарубежных вузов освещают основные направления радиотехники и электроники.

Сборник предназначен для студентов, аспирантов, преподавателей вузов и инженеров, интересующихся указанными выше направлениями науки и техники.

Тезисы печатаются с авторских оригиналов методом прямого репродуцирования. В отдельных случаях в авторские оригиналы внесены изменения технического характера. Как правило, сохранена авторская редакция.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Н.Д. Роголев — ректор МЭИ, председатель Оргкомитета

В.К. Драгунов — проректор по научной работе, сопредседатель

Т.А. Степанова — проректор по учебной работе, сопредседатель

Е.В. Бычкова — научный сотрудник кафедры АЭП, ответственный секретарь

С.А. Цырук — пом. проректора по научной работе

А.Е. Тарасов — начальник УМС

С.А. Грузков — директор ИЭТ

И.Н. Мирошникова — директор ИРЭ

А.В. Делов — директор ИТАЭ

П.А. Бутырин — директор ИЭЭ

В.П. Лунин — директор АВТИ

С.А. Серков — директор ЭнМИ

С.В. Захаров — директор ИПЭЭф

А.Ю. Невский — и.о. директора ИнЭИ

А.С. Федулов — директор филиала в г. Смоленске

П.В. Шамигулов — директор филиала в г. Волжском

С.А. Абдулкеримов — директор филиала в г. Душанбе

Н.И. Файрушин — директор Энергетического колледжа (филиал МЭИ)

в г. Конаково

Сакал Петер — профессор Института организации производства, менеджмента и качества (г. Трнава, Словакия)

ISBN 978-5-383-00921-5

ISBN 978-5-383-00922-2 (Том 1)

© Авторы, 2015

© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2015

Направление
РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Научный руководитель направления —
директор ИРЭ, д.т.н.
профессор И.Н. Мирошникова

Секция 1

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОТЕХНИКИ

Председатель секции — д.т.н., профессор В.Г. Карташев

Секретарь секции — к.т.н., доцент Е.В. Шалимова

Али Зайд Салех Салем, асп.; рук. В.Г. Карташев, д.т.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)

ВЫБОР ШАГА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ НЕОДНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ

При ультразвуковой (УЗ) дефектоскопии или толщинометрии объектов с неоднородной структурой возникает задача выделения полезного сигнала на фоне структурного шума (СШ), возникающего в результате отражения зондирующего сигнала от многочисленных неоднородностей объекта. Для выделения сигнала из СШ применяется многократное зондирование объекта из разных позиций с помощью антенной решетки (АР). При этом возникает задача об определении оптимального значения шага АР или шага перемещения датчика при работе в режиме синтезированной апертуры [1].

Было проведено исследование влияния шага АР на степень подавления СШ с учетом корреляционных свойств СШ. Проводились расчеты отношения сигнал/СШ в зависимости от шага АР для линейной и квадратной АР, а также АР с синтезированной апертурой. В качестве примера на рис. 1 приведен график зависимости нормированного отношения сигнал/СШ q/q_0 от числа элементов для линейной АР с апертурой $D = 12\lambda_{\text{ср}}$, где $\lambda_{\text{ср}}$ – средняя длина волны зондирующего сигнала. При большом числе элементов АР N , т.е. при маленьком шаге АР, из-за сильной взаимной корреляции реализаций СШ увеличение числа элементов АР не приводит к увеличению отношения сигнал/СШ.

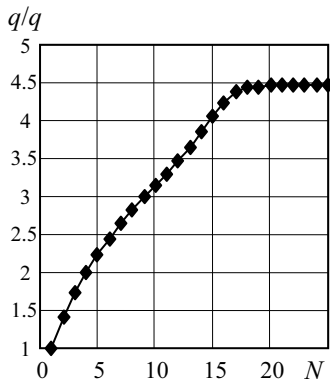


Рис. 1. Зависимость отношения сигнал/СШ от числа элементов АР

Аналогичные результаты были получены для квадратной АР и для АР с синтезированной апертурой.

Результаты работы позволяют правильно выбирать шаг АР при решении практических задач УЗ дефектоскопии.

Литература

1. **Али Зайд Салех Салем, В.Г. Карташев.** Выбор шага антенной решетки при ультразвуковом зондировании объектов с неоднородной структурой // Радиотехнические тетради. 2014. № 53.

А.С. Андреев, асп.; рук. В.Ф. Взятыхшев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ШИРОКОФОРМАТНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ РЕЗОНАНСНЫМИ МЕТОДАМИ

Как известно, в качестве элементной базы эффективных облучателей радиоинтерферометрических систем целесообразно использовать диэлектрические структуры (ДС) в виде отрезков широкоформатных прямоугольных диэлектрических волноводов (ШПДВ) [1]. Их формат $\Phi = a/b \gg 1$, где a , b – широкая и узкая грани сечения соответственно. Этот класс ДС является многомодовым, а следовательно, требует знания всего спектра мод, способного существовать в нем.

Мы изучили дисперсионные характеристики $\xi(f)$ для трех ШПДВ различного формата. Был использован резонансный метод. Отрезки ШПДВ помещались между двух зеркал, создавая диэлектрический резонатор (ДР). По измеренным частоте резонанса определенного колебания f_p , его продольному номеру n и длине отрезка L определялось замедление ξ :

$$\xi(f_p) = \frac{nc}{2L f_p} - 1. \quad (1)$$

Возбуждение ДР производилось при помощи распределенной связи между одномодовым ДВ и ДР. Это позволило, меняя положение ДВ возбуждателя относительно ДР, регулировать интенсивность возбуждения ДР на разных типах волн. Результаты представлены на рис. 1.

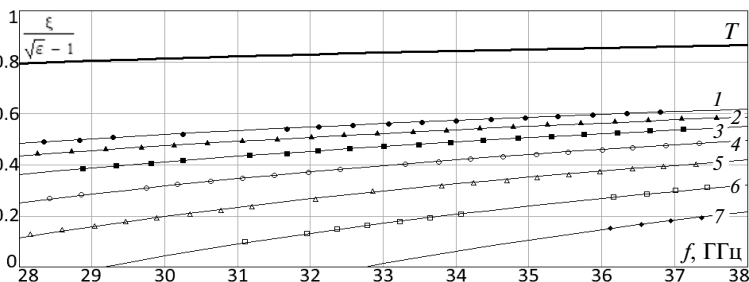


Рис. 1. Характеристики семи мод ШПДВ сечением $40,1 \times 3,6$ мм:

1 – HE_{11} ; 2 – HE_{21} ; 3 – HE_{31} ; 4 – HE_{41} ; 5 – HE_{51} ; 6 – HE_{61} ; 7 – HE_{71} ; T – мода H_1 планарного ДВ (расчет)

Литература

1. Николаенко Д.В., Андреев А.С., Минкара С.М. Программа экспериментальных исследований спектра собственных волн широкоформатных диэлектрических волноводов резонансными методами // 24-я междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телеком. технологии КРЫМИКО», 2014. Т. 2. – С. 621–622.

БИКОНИЧЕСКИЙ ТОРЦЕВОЙ ПЕРЕХОД С МЕТАЛЛИЧЕСКОГО НА НЕИЗЛУЧАЮЩИЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ВОЛНОВОД

Неизлучающий диэлектрический волновод (НДВ) является гибридом диэлектрического (ДВ) и металлического (МВ) волноводов. Поперечное сечение этого волновода представлено на рис. 1. Общее число публикаций в области НДВ – порядка 300, больше половины из них опубликованы в период с 2003 по 2013 год, что является признаком актуальности и важности работ в данном направлении. Раздел, касающийся волноводных переходов для НДВ, не охвачен патентами и практически не охвачен статьями.

В данной работе проводится анализ волноводного перехода с МВ на НДВ. На рис. 2, а представлен эскиз «классического» перехода (под «классическим» мы понимаем плавный переход от МВ к НДВ, повторяющий по форме переход от МВ к прямоугольному ДВ [1]). На рис. 2, б представлен эскиз разработанного нами волноводного перехода, названного «биконическим». Его преимуществами перед «классическим» являются меньшие габаритные размеры, а перед другими вариантами торцевых возбуждателей [2] – гладкая частотная зависимость

коэффициента S_{21} и более широкий частотный диапазон. В работе приводятся графические результаты моделирования соединений приведенных выше волноводных переходов, показывающие преимущество «биконического» перехода перед «классическим». Определены нехудшие параметры перехода для НДВ из полиэтлена в диапазоне $8 \div 12$ мм.

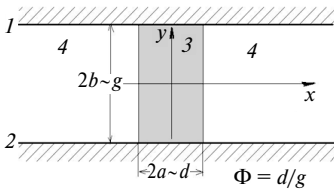


Рис. 1. Поперечное сечение НДВ:

1 и 2 – металлические пластины;
3 – диэлектрический стержень; 4 – внешняя среда

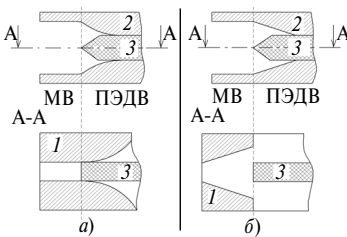


Рис. 2. Переходы с МВ на НДВ

Литература

1. **Совещание** по теории и применению диэлектрических волноводов в технике СВЧ и оптического диапазонов: сборник. М.: МЭИ, 1968. – 154 с.
2. **Beuerle В.** NRD with High permittivity dielectric and Antennas based on it // 2010.

А.А. Кальщикова, студ.; рук. В.В. Штыков, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ВОЗБУЖДЕНИЕ АКУСТИЧЕСКОГО ПУЧКА ГАУССА ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНОЙ

Существуют работы в области возбуждения акустического поля излучающей пьезоэлектрической пластиной в приближении плоской волны. Длина излучаемой поперечной волны во много раз меньше по сравнению с геометрическими размерами пьезоэлектрического излучателя. Расчет выполняется в приближении геометрической акустики.

В данной работе принято, что акустический пучок распространяется в изотропной среде. Это позволяет на основании уравнения диффузии, работая в аппроксимации пучков Гаусса–Эрмита, уточнить приближение геометрической акустики.

Для решения задачи возбуждения акустического пучка Гаусса–Эрмита пьезоэлектрическая пластина описывается ее эквивалентной электромеханической схемой. Вся акустоэлектрическая система описывается матрицей передачи, которая состоит из излучающей пьезоэлектрической пластины и слоев согласования пластины с внешней средой и демпфером.

Метод эквивалентных схем позволяет свести акустоэлектрический преобразователь к шестиполоснику с двумя механическими входами и одним электрическим (каждый вход состоит из двух полюсов). Задача сводится лишь к выбору эквивалентной электрической схемы, зависящей от точности аппроксимации распределения электрического поля в преобразователе.

В данной работе выбрана эквивалентная схема Мезона [1], описывающая связь с помощью электромеханической эквивалентной схемы возбуждающего напряжения на электродах пластинки и механический отклик на ее выходе.

Поскольку становятся известны скорость частиц и сила на поверхности пьезоэлектрической пластины, то далее решается задача расчета распределения акустического поля с учетом граничных условий.

Данное решение может найти применение в задачах, требующих рассмотрения воздействия акустической волны с ограниченной каустикой на изотропную среду с заданными параметрами. Решение таких задач можно получить, используя математическую модель пучка Гаусса–Эрмита. Конечно, многое зависит от конкретного вида акустики, но пучки Гаусса–Эрмита различного порядка могут найти применение в построении и расчете акустоэлектрических измерительных приборов, применяемых в дефектоскопии, неразрушающем контроле, эхолокации, медицине, и т.д.

Литература

1. **Auld B.A.** Acoustic fields and waves in solids. Vol. 1. 1973.

*Д.В. Леонов, асп.; рук-ли В.А. Гречихин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»);
В.А. Фин, к.т.н., с.н.с. (НИИТП)*

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА ПЛИС

Локационные системы получают информацию об исследуемых объектах путем анализа волновых полей, создаваемых этими объектами за счет собственного излучения или отражения зондирующих сигналов.

Структуры и параметры волнового поля, создаваемого исследуемым объектом в той области, где осуществляется анализ этого поля, зависит от положения и скорости движения объекта относительно этой области и от характеристик самого объекта [1]. Таким образом, волновое поле несет информацию об источнике поля – наблюдаемом объекте, и в этом смысле может рассматриваться как пространственно-временной сигнал.

Но в области наблюдения кроме поля, несущего информацию о наблюдаемых объектах, могут иметься также поля, создаваемые другими объектами и внешними источниками помех. Задачей пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) является анализ результирующего поля (в присутствии внутренних шумов аппаратуры обработки) с целью определения положения наблюдаемого объекта, его скорости, а в некоторых случаях и других характеристик.

ПВОС можно рассматривать как совокупность двух этапов: пространственной (ПОС) и временной (ВОС) обработки сигнала.

Работа включает в себя рассмотрение эквивалентности двух методов ПОС: классического, описанного, например, в [2], и используемого нами метода, заключающегося во взятии отсчетов голограммы из оперативного запоминающего устройства вдоль кривой «дрейфа дальности». Исследуются возникающие при этом краевые эффекты.

Обсуждается целесообразность использования ВОС [3]. Проводится оценка необходимых вычислительных ресурсов для реализации алгоритмов ПВОС на ПЛИС. Проводится сравнение процедур ВОС и ПОС с точки зрения выигрыша в отношении сигнал/шум.

Литература

1. **Пространственно-временная обработка сигналов** / под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
2. **Радиолокационные станции воздушной разведки** / под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Воениздат, 1983. – 152 с.
3. **Леонов Д.В., Фин В.А.** Концепция разработки современного отечественного ультразвукового медицинского диагностического устройства экспертного класса нового поколения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2014. № 1. С. 59–62.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ ДЛЯ РЕКОНСТРУКЦИИ ПОВЕРХНОСТИ ОБЛУЧАЕМОГО РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРОМ ОБЪЕКТА

При исследовании быстропеременных процессов газодинамики возникает задача реконструкции поверхности некоторого объекта, который движется в пространстве со скоростью до 10 км/с. При таких больших скоростях невозможно использовать системы радионаблюдения как со сканированием, так и с матричными приемниками. Для решения этой проблемы используются многоканальные интерферометры. При числе каналов, равном 9, удается восстановить параметры произвольной поверхности второго порядка.

Рассматриваемая в настоящей работе упрощенная задача имеет следующую постановку. Имеется трехканальный радиоинтерферометр. Антенны каналов расположены на одной горизонтальной линии, причем центральная антенна работает как на прием, так и на передачу. Боковые антенны работают только на прием. Апертуры антенн прямоугольные. Антенна облучает объект из идеального металла прямоугольной формы. Объект находится в промежуточной зоне излучения антенн. При движении объект деформируется. В качестве модели излучения используется трехмерный пучок Гаусса–Эрмита нулевого порядка.

Для решения вопроса возможности восстановления формы поверхности движущегося объекта [1] необходимо связать функцию, описывающую эту поверхность, с коэффициентами передачи каналов радиоинтерферометра. Связь функции, описывающей поверхность объекта, с коэффициентами передачи каналов записывается в виде интегральных уравнений. Если объект движется, то система уравнений относится к виду нелинейных интегральных уравнений Урысона 1-го рода.

В настоящей работе представлена такая система интегральных уравнений, где неизвестной функцией является функция, описывающая форму движущегося объекта, а коэффициенты передач каналов известны в отличие от постановки, использовавшейся ранее [2]. Приведен анализ построенной системы уравнений и намечены пути их решения.

Литература

1. **Мельниченко В.С., Штыков В.В.** Матричное описание многоканального радиоинтерферометра // Радиотехника. 2013. № 10. С. 8–13.
2. **Мельниченко В.С., Штыков В.В.** Влияние поверхности объекта на сигналы многоканального радиоинтерферометра // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ В МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ КЛИНЕ

В задачах диагностики объектов, находящихся в зоне дифракции Френеля, с помощью электромагнитных волн КВЧ диапазона возникает проблема формирования зондирующего поля в виде волнового пучка. В [1] для этих целей предложено использовать диэлектрический волновод клиновидного профиля.

Для такой структуры не существует строгого решения. Однако если диэлектрический клин помещен между двух металлических плоскостей, то точное решения такой краевой задачи может быть найдено в виде собственных мод.

Для того чтобы избежать математических трудностей, в [2] точное уравнение для металлодиэлектрической структуры с клином было решено приближенно.

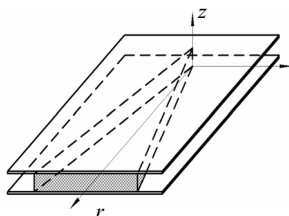


Рис. 1

В рамках работы проводится строгое решение структуры, показанной на рис. 1, в цилиндрической системе координат. Для проверки полученных результатов проводится моделирование поля методами конечных разностей в стандартных пакетах прикладных программ.

Полученные результаты представляют собой интерес для проектирования широкого класса металлодиэлектрических элементов волноводного тракта. Кроме того, данные результаты могут быть использованы в качестве модельных функций для решения задачи о диэлектрическом клиновидном волноводно-пучковом преобразователе [1].

После планируемой дополнительной проверки физическим экспериментом результатов расчета, полученных при моделировании, результаты работы могут быть использованы при проектировании реальных устройств диапазона КВЧ.

Литература

1. **Гайнулина Е.Ю.** Волноводно-пучковые преобразователи на модовых планарных диэлектрических структурах // Известия высших учебных заведений. Физика. 2010. № 9/2.
2. **Штыков В.В.** Собственные типы волн металлодиэлектрического клина // Техника и приборы СВЧ. Одесса, 2011. № 2.

А.С. Фадин, асп.; рук. В.Г. Карташев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМА SAFT ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ТОМОГРАММ В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ

При неразрушающем внутреннем контроле изделий в ультразвуковой (УЗ) дефектоскопии материалов с неоднородной структурой актуальной является задача получения изображения дефектов сложной формы на фоне структурного шума, возникающего в результате отражения зондирующего сигнала от многочисленных неоднородностей материала, эхо-сигналы от которых сильно коррелированы с зондирующим сигналом. Весьма перспективным методом для получения такой информации является метод SAFT (Synthetic Aperture Focusing Technique), при котором поочередно излучает каждый элемент антенной решетки (АР), а все остальные принимают. Не менее важной проблемой является борьба с электронно-акустическими наводками, которые тоже сильно коррелированы с зондирующим сигналом. Также для построения изображения объекта сложной формы был использован метод синтезированной апертуры. Для распознавания формы объекта предложен алгоритм, который по эхоосциллограммам при наличии структурного шума отображает форму отражающей поверхности. Результатом данной работы является разработка и моделирование методов и алгоритмов для распознавания форм отражающих поверхностей с учетом структурного шума.

Сложноструктурным материалом выбран бетон, скорость распространения УЗ в котором варьируется от 2300 до 4500 м/с [1]. В качестве зондирующего сигнала взят радиоимпульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с большой базой, центральной частотой, равной 100 кГц, с шириной полосы зондирующего сигнала 100 кГц. По различным критериям выбирается оптимальное расстояние между элементами АР. В разработанной модели учитываются затухание УЗ в среде и частотные искажения. Также учитывается амплитудно-частотная характеристика каждого элемента АР. Принятый зондирующий эхосигнал проходит согласованную фильтрацию, после чего заносится в память и проводится обработка. Помимо присутствующего структурного шума также учитывается собственный шум каждого приемного элемента. Разработанный алгоритм был использован при решении конкретных задач в УЗ дефектоскопии объектов сложной формы.

Литература

1. **Качанов В.К., Карташев В.Г., Соколов И.В.** Ультразвуковая помехоустойчивая дефектоскопия. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

*В.С. Фланден, асп.; В.С. Завьялова, студ.; рук-ли Б.П. Полак, к.т.н., доц.;
П.С. Колодин, инж. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОТИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН, ИМЕЮЩИХ РАЗЛИЧНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ НЕОДНОРОДНОСТИ

Воздействие электромагнитного излучения (ЭМИ) на технические и биологические объекты является существенным фактором, влияющим на их функционирование. Так как в настоящее время значительно возросло количество разнообразных источников ЭМИ и расширяется используемый частотный диапазон, то весьма актуальными являются проблемы защиты от воздействия электромагнитных сигналов в широкой полосе частот.

Поглотители электромагнитных волн (ПЭВ) представляют собой структуры, устройства, конструкции из заданных материалов, имеющих определенную последовательность изменений диэлектрических и магнитных свойств. ПЭВ обеспечивают эффективное поглощение электромагнитной энергии в требуемом диапазоне частот при незначительном ее отражении или рассеянии [1].

Нас интересуют поглотители, в которых уменьшение энергии отраженных волн достигается путем их гашения вследствие интерференции, а также за счет рассеяния при распространении волны в поглотителе, имеющем структурную неоднородность.

ПЭВ можно делать и на основе различных видов метаматериалов в диапазоне СВЧ [2].

К ПЭВ предъявляются требования по различным параметрам [1]. К ним относятся такие, как максимальное поглощение СВЧ энергии; минимальное отражение СВЧ энергии; поглощение СВЧ энергии в широком диапазоне частот; минимальные размеры и др.

Совмещение всех перечисленных требований в одном типе ПЭВ – задача в настоящее время трудновыполнимая. В результате данного исследования были созданы ПЭВ с различными неоднородностями и сравнены друг с другом по данным требованиям. Главной особенностью изучаемых образцов заключается в самих неоднородностях. Эти неоднородности легко приобрести на рынке, что повышает технологичность и уменьшает стоимость получаемой в итоге продукции. Таким образом, по результатам исследования можно давать некоторые рекомендации по созданию определенных видов поглотителей в зависимости от области и условиях их применения.

Литература

1. Сайт ОАО НПП «Дельта» // Продукция // ПЭВ // URL: <http://rpm-delta.com>.
2. Слюсар Вадим. Метаматериалы в антенной технике: история и основные принципы // Электроника: наука, технология, бизнес. 2009. № 7. С. 70–79.

В.А. Щербаков, студ.; С.М. Минкара, асп.; рук-ли В.Ф. Взятыхшев, д.т.н., проф.; С.В. Владимиров, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРОБЛЕМЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ЯВЛЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР

При исследовании диаграммы направленности антенны в ближней зоне возникают проблемы при снятии распределения поля в пространстве. Это обусловлено взаимным влиянием между излучающей антенной и приемником. В качестве измерительного зонда обычно применяются элементарные антенны: рамочного типа, штыревые, дипольные или СВЧ диоды. Их объединяет существенный недостаток – наличие металлических элементов конструкции, которые искривляют электромагнитное поле, что приводит к недостоверности полученных результатов. Положение можно улучшить использованием диэлектрических волноводов (ДВ), поскольку ДВ по своим электродинамическим характеристикам не так сильно будет отличаться от окружающей среды по сравнению с металлическими конструкциями. Изонд в виде отрезка шнура прямоугольного сечения из диэлектрика с малым тангенсом диэлектрических потерь – перспективное решение задач, целью которых является получение распределения полей [1, 2].

В данный момент наша научная группа создает установку для исследования распределения амплитуды и фазы электромагнитного поля в пространстве. Для управления и сбора данных используется платформа ARDUINO. Программное обеспечение написано в среде LabView. Результаты натуральных экспериментов будут крайне важны для дальнейшего изучения диэлектрических структур [3]. Основываясь на полученных зависимостях, можно будет спроектировать устройства, позволяющие измерять характеристики ДВ на производстве, а также разработать технологию производства качественных ДВ. Также данная установка поможет более тщательно изучить дифракционные эффекты, измерять параметры различных структур, искать дефекты в изделиях из керамики и полимеров.

Литература

1. **Владимиров С.В.** Диэлектрические волноводно-пучковые преобразователи на многосвязных волноводах: явления и принципы построения: Дис. ... канд. техн. наук. М., 2009.
2. **Владимиров С.В., Аниськова Е.Н., Взятыхшев В.Ф.** Изучение дифракционных полей с помощью интерферометра: интерпретирующая модель с коррекцией аппаратных погрешностей // XV междунар. научно-техн. конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом, 2009. С. 6–7.
3. **Николаенко Д.В., Андреев А.А., Минкара С.М.** Проблемы экспериментального исследования спектра собственных волн широкоформатных КВЧ диэлектрических волноводов резонансными методами // 24-я междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2014.

Секция 2

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ

Председатель секции — д.т.н., профессор В.Н. Кулешов

Секретарь секции — аспирант Д.В. Кочемасов

А.А. Бородин, студ.; рук. В.Н. Кулешов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ *RC*-АВТОГЕНЕРАТОРОВ НА ОСНОВЕ МОСТА ВИНА И ЕГО АНАЛОГОВ

В ряде практических приложений использование *RC*-автогенераторов (АГ) в качестве источников почти гармонических колебаний по некоторым показателям качества является более выгодным, чем использование АГ с резонансными системами. Недостатками *RC*-АГ являются более высокие, чем в *LC*-АГ, уровни фазовых шумов и уровни высших гармоник. Задачи расчета и поиска путей снижения фазовых шумов *RC*-АГ решались в работе [1], где получены общие соотношения для расчета этих шумов и даны примеры их количественных оценок.

В данной работе с использованием методов, разработанных в [1], проведён сравнительный анализ режимных и флуктуационных характеристик группы *RC*-АГ, общие уравнения которых подобны уравнениям *RC*-АГ на основе моста Вина, но структуры их электрических схем отличаются от классической схемы моста Вина. Показано, что эти отличия приводят к различию уровней их фазовых шумов при работе сравниваемых АГ с равными амплитудами автоколебаний и одинаковыми запасами по самовозбуждению.

Для решения задач стабилизации амплитуды автоколебаний и снижения уровней высших гармоник на выходах *RC*-АГ был предложен ряд вариантов схем стабилизации амплитуды при помощи систем автоматической регулировки усиления (АРУ) по кольцу положительной обратной связи [2]. Однако вопросы анализа влияния собственных шумов и динамических характеристик систем АРУ на фазовые и амплитудные шумы таких *RC*-АГ не исследованы. В данной работе для *RC*-АГ с однокольцевой системой стабилизации амплитуды представлены результаты исследования влияния характеристик кольца АРУ на параметры стационарного режима

RC-АГ и его устойчивость, а также на спектральные характеристики его фазовых и амплитудных шумов.

Приведены также результаты сравнительного анализа схем *RC*-АГ с ограничением амплитуды за счет нелинейности и за счет применения системы АРУ по динамическим и шумовым характеристикам.

Литература

1. **Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.М.** Исследование режимных и шумовых характеристик *RC*-автогенераторов гармонических колебаний методом укороченных символических уравнений С.И. Евтянова // Вестник МЭИ. 2013. № 5.
2. **An Sang Hou, Chin E. Lin.** The New Design of AGC Circuit for the Sinusoidal Oscillator with Wide Oscillation Frequency Range // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements. 2004. V. 53. No 5.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С РЕЗОНАНСНОЙ НАГРУЗКОЙ

КВ и УКВ передатчики малой мощности с полосой около 0,5 октавы могут использовать простейшую антенну – четвертьволновый штырь. Такая нагрузка имеет резонансный характер и для более эффективного согласования с выходным широкополосным усилителем мощности (ШПУМ) нуждается в использовании широкополосного согласующего устройства (ШСУ). Этим ШСУ может быть, например, полосовой фильтр 8-го порядка с учетом эквивалента антенны.

Известно, что при работе такого ШСУ с линейным генератором постоянной ЭДС E_r , импеданс которого представлен постоянными элементами R_r , C_r , неравномерность мощности в нагрузке P_n получается около 0,2 дБ [1].

В докладе показано, что при требованиях к точности АЧХ такого же порядка выход транзистора в ШПУМ не может быть сведен к этой модели по ряду причин. В частности, эквивалентные элементы E_r , R_r , C_r транзистора в ШПУМ зависят от частоты, причем характер зависимости обусловлен схемой возбуждения ШПУМ.

Моделированием в MicroCap-8 исследован однокаскадный ШПУМ с указанными выше ШСУ и эквивалентом антенны. Ниже приводятся некоторые результаты моделирования ШПУМ УКВ диапазона на мощном биполярном транзисторе в полосе 0,5 октавы.

Отмечено, что выходная мощность P_n , потребляемый ток I_k , электронный КПД транзистора, мощность рассеяния на коллекторе P_k волнообразно изменяются в рабочей полосе частот. Мощность P_n имеет минимумы вблизи нижней частоты f_n , на среднегеометрической частоте f_0 и вблизи верхней частоты f_v . Два максимума P_n находятся между указанными минимумами и превышают их примерно на 2 дБ. Ток I_k изменяется примерно в 2 раза, электронный КПД примерно от 24 до 75 %. Приблизительно в 6 раз изменяется мощность рассеяния на коллекторе P_k .

Указанные результаты получаются в том случае, когда $P_{n \max}$ близка к $P_{n \max}$ одночастотного резонансного усилителя. При этом в областях $P_{n \max}$ наблюдаются перенапряженные режимы транзистора. Однако и при значительно меньшем возбуждении, в недонапряженном режиме, с двукратным снижением P_n , сохраняется примерно такая же неравномерность выходной мощности в рабочей полосе.

Литература

1. Полевой В.В., Чавка Г.Г. Расчет широкополосных согласующих, селективных и трансформирующих устройств. – Л.: ЛЭТИ, 1977.

М.Д. Владимиров, асп.; рук. В.М. Богачёв, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ОДНОМЕРНЫХ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ МОДЕЛЯХ ТРАНЗИСТОРОВ ЧИСЛЕННЫМ МЕТОДОМ ЛАПЛАСА – ПАДЕ

Применяемые в инженерной практике линейные модели «чипа» биполярного транзистора основаны на решении диффузионно-дрейфового уравнения, описывающего процесс переноса неосновных носителей в поперечном сечении базы. Это весьма сложная задача, поскольку коэффициенты уравнения являются функциями распределения примесей в базе, встроенного поля и зависимости подвижности носителей от концентрации примесей. Поэтому схемные функции ОТМ транзисторов в замкнутой форме получены только для простейших распределений примесей в базе (равномерного – модель Шокли и экспоненциального – модель Крёмера). Для общего случая разработан ряд численных методов (см. например [1]).

Цель работы – исследовать переходные характеристики схемных функций ОТМ транзисторов методом Лапласа–Паде и на этой основе изучить влияние характера распределения примесей на основные параметры ОТМ. Выбор метода объясняется тем, что все бесконечное множество собственных чисел ОТМ – отрицательные числа, т.е. это пример аperiodических систем, для которых решение по Лапласу–Паде сходится при любых t , меньших радиуса сходимости метода.

Рассмотрены равномерное, экспоненциальное, линейное, по функции ошибок и гиперболическое распределения. Последнее, как показано в [2], обеспечивает при учете зависимости подвижности от концентрации примесей минимальное время переноса носителей через область базы τ_T . Изучено влияние характера распределения примесей на основные параметры ОТМ – диффузионную емкость, постоянную времени τ_T и ее отношение к постоянной времени τ_α . Показано, в частности, что на это отношение существенно влияет зависимость подвижности носителей от концентрации примесей, приближая его к значению, известному для модели Шокли: $\tau_\alpha = 0,82\tau_T$.

Литература

1. **Богачёв В.М., Волков М.В.** Переходные и частотные характеристики дрейфовых транзисторов с переменными полем и подвижностью носителей в базе // Радиотехника и электроника. 1975. Т. 20. № 3.
2. **Богачёв В.М.** Расчет граничных частот дрейфового транзистора методом заряда // Радиотехника и электроника. 1965. Т. 10. № 1.

ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫЙ ЦИФРОВОЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

В работе предложена и разработана схема удвоителя частоты двухуровневого сигнала тактирования с кварцевой стабилизацией частоты от кварцевого автогенератора КАГ, которая отличается термокомпенсацией в широком интервале температур и пригодна для изготовления в виде интегральной микросхемы. По схеме, показанной на рис. 1, блок КАГ

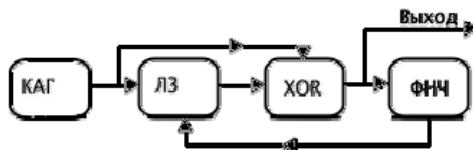


Рис. 1. Функциональная схема умножителя частоты

генерирует сигнал прямоугольной формы со скважностью 2, который поступает на линию задержки ЛЗ и на один из входов удвоителя частоты, выполненного [1] на логическом элементе «Исключающее ИЛИ» XOR. Линия задержки представляет собой RC-цепь, где вместо конденсатора использован варикап, емкость которого изменяется напряжением с выхода ФНЧ. Колебание на выходе ЛЗ сдвинуто относительно выходного сигнала КАГ на четверть периода и поступает на второй вход узла XOR. Выходной сигнал узла XOR, поступающий на выход всего устройства и на вход фильтра нижних частот ФНЧ, содержит составляющую удвоенной частоты и постоянную составляющую. Напряжение постоянного тока с выхода ФНЧ подстраивает запаздывание в линии задержки ЛЗ таким образом, что с изменением температуры задержка остается постоянной.

Для получения постоянного напряжения на выходе ФНЧ необходимо брать фильтр с большой постоянной времени.

В докладе показано, что данная разработка является актуальной и позволяет значительно увеличить частотный диапазон кварцевых генераторов.

Литература

1. Матюшин О.Т. Цифровые устройства и подсистемы. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.

Э.В. Давыдова, студ.; Д.В. Кочемасов, асп.;
рук. В.Н. Кулешов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ГКК НА ОСНОВЕ ДВУХ ДВУХТАКТНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ С ВЗАИМНОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ

В генераторе квадратурных колебаний (ГКК) (рис. 1) связь между двумя автогенераторами (АГ) реализуется путем подачи напряжения с эмиттерного узла одного из АГ на токозадающий транзистор второго. Принципы работы и анализ стационарных режимов модели такого ГКК, состоящей из двух однотактных генераторов, описаны в [1, 2].

В работе приведен теоретический анализ ГКК, состоящего из двух двухтактных АГ. Исследованы стационарные режимы ГКК, их устойчивость и чувствительность к погрешностям реализации и настройки контуров АГ, входящих в состав ГКК. Рассмотрено влияние сдвигов фаз, вносимых транзисторами, на параметры стационарных режимов и их устойчивость.

Теоретические результаты проверены моделированием в программной среде ADS. По основным характеристикам получено хорошее согласование теоретических результатов и результатов моделирования.

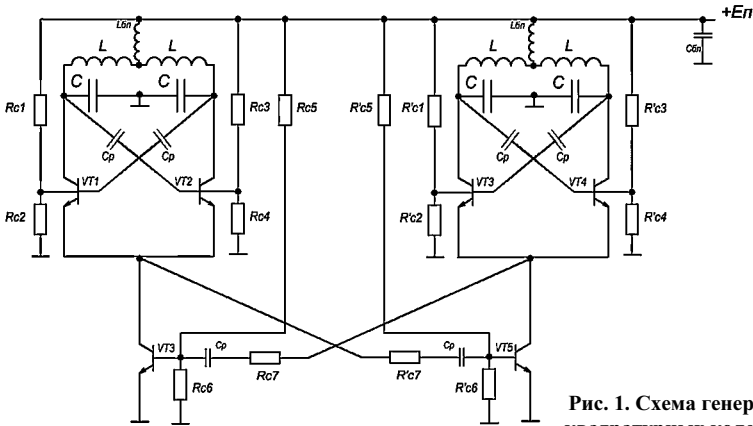


Рис. 1. Схема генератора квадратурных колебаний

Литература

1. **Buanomo A., Schivaro A.L., Kennedy M.P.** On the synchronization condition for super harmonic coupled QVCO's // IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Regular papers. Vol. 58. No 7. July 2011. Pp. 1637–1646.
2. **Придорогина Э.В.** Формирование квадратурных колебаний в автогенераторах с взаимной синхронизацией на второй гармонике // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Изд. дом МЭИ, 2014. Т. 1.

ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ДВУХТАКТНОМ АВТОГЕНЕРАТОРЕ НА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМ АКТИВНОМ ПРИБОРЕ

В синтезаторах частот, а также в других устройствах формирования колебаний широко используются делители частоты (ДЧ) СВЧ диапазона, которые

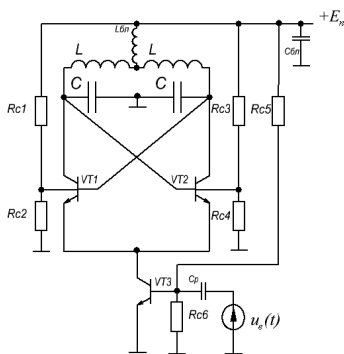


Рис. 1. Схема делителя частоты

построены на синхронизированных автогенераторах (АГ). Один из вариантов построения ДЧ на АГ, построенном на дифференциальном активном приборе (ДАП), исследован в работе [1]. Однако системного теоретико-колебательного анализа свойств такого ДЧ в этой работе нет.

В работе [2] такой анализ, основанный на использовании метода укороченных символических уравнений С.И. Евтянова, проведен для упрощенной одноконтурной модели АГ на ДАП с безинерционными моделями транзисторов.

В данном докладе приводятся результаты анализа ДЧ на основе двухтактного АГ на ДАП, синхронизированного внешним гармоническим воздействием с удвоенной частотой автоколебаний на токозадающий транзистор (рис. 1). Исследованы зависимости полосы синхронизма от амплитуд внешнего воздействия и выходных колебаний, а также от параметров колебательного контура АГ и сдвигов фазы, вносимых транзисторами ДАП. Приведены результаты моделирования такого ДЧ в программной среде Advanced Design System [3].

Литература

1. **Buanomo A., Schivaro A.L.** Modeling, Analysis, and Experimental Validation of Frequency Dividers with Direct Injection // Hindawi Publishing Corporation Journal of Electrical. 2013. URL: <http://www.hindawi.com/journals/jece/2013/365692/>.
2. **Придорогина Э.В.** Делитель частоты с синхронизацией автогенератора на дифференциальном активном приборе // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.
3. **Проектирование** радиотехнических устройств в среде Advanced Design System: учебное пособие / А.Д. Головин, О.А. Смирнова, А.Н. Глотов, Р.Ш. Загидуллин; под ред. В.Н. Рождествина. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006.

ХАРАКТЕРИОГРАФ ДЛЯ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Важнейшей задачей при проектировании радиоэлектронных устройств на основе электронных полупроводниковых приборов является построение математических моделей элементов схем, используемых в составе устройств [1]. Для расчетов режимов работы полупроводниковых приборов с помощью эквивалентных схем требуется идентификация параметров моделей полупроводниковых приборов. В работе представлен простой способ экспериментальной экстракции параметров путем прямого измерения вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов с помощью несложного для повторения прибора. Измерения проводятся в автоматическом режиме по алгоритму, который может быть гибко адаптирован под решаемую задачу. Это достигается применением микроконтроллера [2] для управления функциональными узлами прибора.

В работе рассмотрены пути дальнейшего совершенствования ранее созданного прибора [3], нацеленные на расширение его функциональных возможностей и диапазонов измеряемых величин. В докладе предложена схема, задающая рабочие режимы с более высокой стабильностью и точностью, а также существенно увеличенным динамическим диапазоном (диапазон изменения напряжения на измерительных портах от -40 до $+40$ В с точностью до $0,05$ В, диапазон измерения токов от -150 до $+150$ мА с точностью $0,2$ мкА). С помощью современной системы автоматизированного проектирования электронных узлов Altium Designer разработана печатная плата и конструктив основных узлов прибора. Для наглядного отображения характеристик испытываемого транзистора разработана программа для компьютеров под управлением операционной системой Windows.

В докладе приведены примеры характеристик, измеренных при помощи разработанного устройства и созданного программного обеспечения, и методы экстракции параметров моделей приборов, необходимых для использования в программах схемотехнического моделирования на основе экспериментально полученных данных.

Литература

1. **Шишкин Г.Г.** Электроника. М.: Дрофа, 2009.
2. **LPC23xx Users Manual.** NXP Semiconductors, 2012. URL: <http://www.nxp.com>.
3. **Дмитриев М.М.** Характериограф для транзисторов на основе микроконтроллера // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». 2014. М.: Издательский дом МЭИ. 2014. Т. 1.

Н.И. Долгов, студ.; рук. Т.И. Болдырева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО МОДУЛЯ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В современных микроэлектронных устройствах широко используются генераторные модули на полевых транзисторах (ПТ), включенных по дифференциальной схеме. Как правило, они состоят из двух каскадов: непосредственно автогенератор (АГ) и буферный усилитель. Для них характерны экономичность, высокая технологичность изготовления и т.д. К таким модулям предъявляются высокие требования к стабильности частоты и амплитуде колебаний, а также накладываются дополнительные ограничения на уровень фазового шума (ФМ) на выходе. Результирующие уровни ФМ зависят от схемы подключения буферного усилителя, перераспределения отбираемых уровней мощности непосредственно от автогенератора и усиливаемых усилителем, а также шумовых характеристик как автогенератора, так и буферного усилителя.

В [1] описан аналитический метод расчета режимных и флуктуационных характеристик резонансного усилителя гармонических колебаний на ПТ, магистром Медведевым В.С. получены соотношения для расчета фазовых и амплитудных шумов АГ гармонических колебаний с дифференциальным включением полевых транзисторов. В то же время отсутствуют публикации, в которых исследованы вопросы взаимодействия АГ и буферного усилителя в таких схемах и предложены инженерные методы расчета автогенераторного модуля в целом.

В работе исследован двухкаскадный генераторный модуль с дифференциальным включением ПТ. Получены соотношения для расчета ФМ шумов генераторного модуля в целом. Проанализированы влияние отбираемой мощности из колебательной системы АГ и режим работы буферного усилителя на уровень ФМ и АМ шумов генераторного модуля. Разработаны рекомендации по выбору типов ПТ и параметров схемы генераторного модуля для достижения малых уровней спектральной плотности мощности ФМ шумов.

Полученные результаты проверены компьютерным моделированием полигармоническим методом в пакете Advanced Design System.

Литература

1. Долгов Н.И. Фазовые и амплитудные шумы дифференциальных усилителей на полевых транзисторах // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ. 2014. Т. 1.

*Е.М. Дроздова, асп.; В.П. Смирнова, студ.;
рук. Т.И. Болдырева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРА С МОСТОМ ВИНА В ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И СИСТЕМОЙ АРА

Автогенератор с мостом Вина – разновидность электронных автогенераторов гармонических колебаний, в цепях обратной связи которых используются только сопротивления R и емкости C (RC -АГ) [1, 2]. RC -АГ широко используются в генераторах звуковых сигналов из-за простоты перестройки и реализации. В [3, 4] с использованием подхода, основанного на развитии метода укороченных символических уравнений С.И. Евтянова, исследованы АГ с RC -фильтрами в цепях положительной ОС. В них показано, что по шумовым характеристикам наилучшим из рассмотренных RC -АГ является АГ с мостом Вина. Однако из-за искажений формы сигнала и малого запаса по самовозбуждению необходимо использовать систему автоматической регулировки амплитуды (АРА).

В докладе предложена одна из возможных схем RC -АГ с АРА. В качестве активного элемента использован двухкаскадный усилитель, состоящий из дифференциального усилителя и эмиттерного повторителя на биполярных транзисторах. Для конкретной схемы представлены результаты расчета режимов каждого из устройств, входящих в систему АРА. Получены соотношения, позволяющие оценить уровни спектральной плотности мощности фазовых шумов каждого функционального узла системы АРА, при учете только естественных источников шумов.

Представлены результаты компьютерного моделирования RC -АГ с АРА в пакете Advanced Design System-2008.

Литература

1. **Mancini R., Palmer R.** Sine-wave oscillators // Texas Instruments, March 2001.
2. **Бондаренко В.Г.** RC генераторы синусоидальных колебаний. М.: Связь, 1976.
3. **Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.М.** Исследование режимных и шумовых характеристик RC -автогенераторов гармонических колебаний методом укороченных символических уравнений С.И. Евтянова // Вестник МЭИ. 2013. № 5.
4. **Кулешов В.Н., Болдырева Т.И., Дроздова Е.М.** Режимные и шумовые характеристики RC -автогенераторов гармонических колебаний // Электросвязь. 2014. № 5.

Д.В. Кочемасов, асп.; рук. В.Н. Кулешов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ КВАДРАТУРНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ФАЗИРУЮЩИМИ RC-ЦЕПЯМИ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗИ

Ранее в [1, 2] были исследованы автогенераторы квадратурных колебаний (АГКК) с одноконтурными цепями межкаскадной связи (ЦМС), дополненными RC-фазовращателями. Был проведен теоретический анализ АГКК на дифференциальных активных приборах, построенных на безынерционных моделях биполярных транзисторов, и получены аналитические выражения для спектральных плотностей мощности (СПМ) флукутаций фаз и амплитуд автоколебаний, а также флукутаций разности фаз и разности относительных флукутаций амплитуд выходных квадратурных колебаний.

В докладе представлены уточненные результаты теоретического исследования этого класса АГКК и результаты моделирования таких АГКК в программном пакете ADS. Характеристики, полученные методом моделирования, имели расхождение с упрощенными теоретическими оценками, рассчитанными без учета периодической нестационарности шумовых токов транзисторов, доходившие до 6 дБ. После учета периодической нестационарности шумов в теоретическом анализе расхождение его результатов с результатами моделирования уменьшилось до 1–2 дБ.

Показано, что в схеме АГКК вместо фазосдвигающих RC-цепей контурные емкости можно заменить варикапами, обеспечивающими электронную перестройку частоты автоколебаний. Для этой схемы также были получены как теоретические оценки режимных и флукутационных характеристик, так и результаты моделирования в пакете ADS.

Сравнительный анализ характеристик АГКК с фиксированными емкостями контуров и АГКК с варикапами, позволил оценить вклад амплитудно-частотного преобразования в шумовые характеристики АГКК с варикапами.

Литература

1. **Кулешов В.Н., Кочемасов Д.В.** Флукутации в кольцевых автогенераторах квадратурных колебаний с одноконтурными цепями межкаскадной связи // Электросвязь. 2014. № 5.
2. **Кочемасов Д.В.** Сравнительный анализ кольцевых АГКК с одноконтурными цепями связи по точностным и шумовым характеристикам // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ. 2014. Т.1.

И.Н. Леонов, асп.; рук. В.М. Богачёв, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ТОНКАЯ СТРУКТУРА ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ТРЕХКОНТУРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В теории многоконтурных генераторов (МГ) широко применяется метод годографов, в котором стационарные режимы генератора определяются как точки пересечения годографов входной проводимости колебательной системы (КС) и годографа усредненной крутизны активного элемента. Взаимное положение годографов определяет (в первом приближении) характер возбуждения и устойчивость стационарных режимов МГ.

В [1] задача классификации годографов КС решается нанесением на плоскость бифуркационной диаграммы (p_1, S_3) граничных линий, разделяющих области с различным типом годографов. Здесь S_3 – коэффициент стабилизации частоты, p_1 – парциальная мощность, рассеиваемая в горячем контуре КС. Плоскость (p_1, S_3) с учетом баланса мощностей отображает всю совокупность параметров трехконтурной КС.

Цель доклада – развить и обобщить результаты работы [1] с учетом вариации постоянной времени промежуточного контура τ_2 от конечных значений до нуля (т.е. резистивной связи между контурами).

В [1] найдены аналитические выражения для четырех бифуркационных границ ($S_3 = 0$, $p_1 = p_{1s}$, α и β) и численными методами найдена граница γ безгистерезисных годографов. В докладе обнаружена новая граница δ , и для расчета γ - и δ -границ составлены простые компьютерные программы. В итоге доказано, что других типов бифуркаций в трехконтурной КС не существует и диаграмма разбивается на 10 областей, топологически подобных при $\tau_2 > 0$. При $\tau_2 = 0$ остается единственная граница типа γ : $S_3 = 9p_1$. На всей диаграмме точки настройки КС в резонанс ($\lambda = 0$) локально устойчивы левее γ -границы и глобально устойчивы правее ее.

Полученные результаты имеют важное значение при выборе параметров КС с учетом противоречивых требований к мощности в нагрузке, устойчивости стационарных режимов, стабилизации частоты МГ и др.

Литература

1. **Богачёв В.М., Лысенко В.Г., Смольский С.М.** Транзисторные генераторы и автодины. М.: Издательство МЭИ, 1993.

ВЛИЯНИЕ ИНЕРЦИОННОСТИ АКТИВНЫХ ПРИБОРОВ НА РАБОТУ ГКК С ВЗАИМНОЙ СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ДВУХ АГ

Генераторы квадратурных колебаний (ГКК), состоящие из двух автогенераторов (АГ) с взаимной синхронизацией при помощи дополнительных управляемых генераторов токов, исследовались рядом авторов качественными методами, методами моделирования и экспериментально [1]. Проведенный в [2] теоретический анализ ГКК на дифференциальных активных приборах (ДАП), состоящих из безынерционных биполярных транзисторов, показал, что при одинаковых резонансных частотах контуров АГ, входящих в состав таких ГКК, в них существует два локально устойчивых стационарных режима с квадратурными колебаниями на выходе, но с разными рабочими частотами.

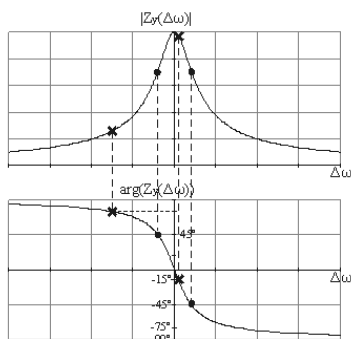


Рис. 1. АЧХ и ФЧХ контуров ГКК и координаты возможных стационарных режимов в модели с безынерционным (точки) и с инерционным (крестики) ДАП

ния работы такого ГКК в программной среде ADS.

Поскольку для реальных ГКК схема с такими свойствами неприемлема, в данной работе было детально исследовано влияние фазового сдвига, вносимого ДАП, на параметры стационарных режимов ГКК.

Показано, что учет даже небольшой инерционности ДАП (вызывающей сдвиг фазы -30°) приводит к существенным различиям запасов по самовозбуждению для колебаний с разными частотами (рис. 1). Это позволяет реализовать в таких ГКК одночастотные режимы квадратурных колебаний.

В докладе представлены результаты как теоретического анализа работы ГКК с инерционным ДАП, так и моделирования

Литература

1. **Mazzanti A., Svelto F.** A 1.8- GHz Injection-Locked quadrature CMOS VCO with low phase noise and high phase accuracy // IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Regular Papers. Vol. 53. No. 3. March 2006.
2. **Чернова К.И.** Формирование квадратурных колебаний в автогенераторах с взаимной синхронизацией на частоте автоколебаний // Тез. докл. XX Междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика», 27–28 февр. 2014. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

Секция 3

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Председатель секции — д.т.н., профессор Н.Н. Удалов

Секретарь секции — аспирант А.А. Митрофанов

В.А. Алимов, асп.; рук. Н.Н. Удалов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ПОЛНОСТЬЮ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ФАПЧ

В полностью цифровых системах ФАПЧ СВЧ диапазона по сравнению с классическими аналоговыми системами автоподстройки достигаются улучшенные частотные и временные характеристики, расширенные программно-аппаратные возможности. Они имеют ряд преимуществ, которые делают данные синтезаторы частот более перспективными для применения в различных системах связи и измерительных приборах [1, 2].

Для повышения эффективности разрабатываемых изделий и повышения качественных показателей в докладе предложена линеаризованная математическая модель синтезатора частот на основе полностью цифровой системы ФАПЧ, представленная на рис. 1. Главное отличие от классических систем ФАПЧ заключается в замене основных аналоговых функциональных узлов (фазовый детектор, фильтр, управляемый генератор) цифровыми эквивалентами – прототипами.

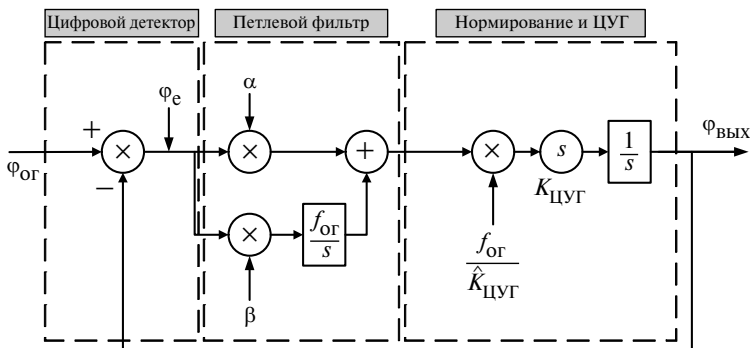


Рис. 1. Структурная блок-схема полностью цифровой системы ФАПЧ

С помощью разработанной в среде MatLab на основе цифровых динамических звеньев математической модели проведен и представлен в докладе анализ статических и динамических характеристик, а также сопоставлен уровень паразитных побочных составляющих на выходе цифрового управляемого генератора с другими системами генерации частот.

Литература

1. **Jian Chen.** Low Noise Oscillator in ADPLL toward Direct-to-RF All-digital Polar Transmitter. KTH School of Information and Communication Technology, 2012.
2. **Mendel S.** Signal Processing in Phase-Domain All-Digital Phase-Locked Loops. Graz, October 2009.

А.С. Кузменков, асп.; рук. Ю.А. Гребенко, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

В докладе приводятся сведения о новом синтезаторе частот с низким уровнем фазовых шумов и высоким быстродействием. Синтезатор с оригинальной двухкольцевой архитектурой имеет широкий диапазон перестройки по частоте (от 100 кГц до 12 ГГц) и шаг перестройки 0,001 Гц. Структура синтезатора и результаты моделирования были представлены в [1]. После изготовления макетного образца были проведены испытания. Результаты измерений фазовых шумов показаны на рис. 1.

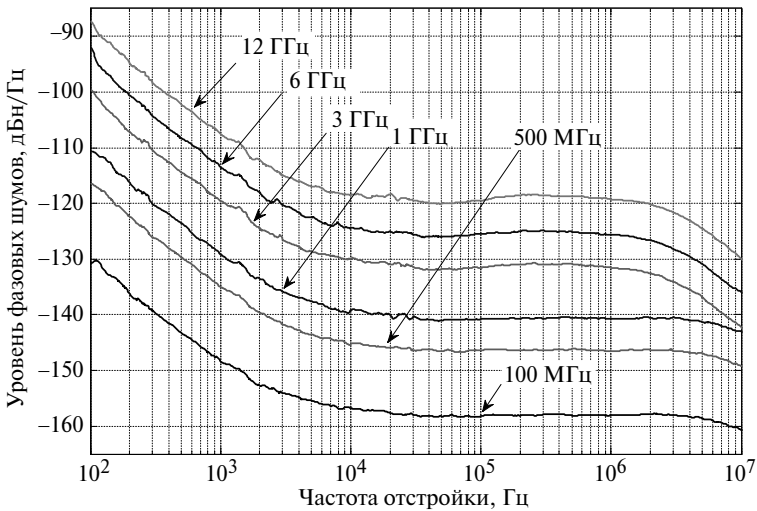


Рис. 1. Уровни фазовых шумов разработанного синтезатора частот

На несущей 6 ГГц уровень фазового шума на отстройке 20 кГц составляет -125 дБн/Гц, что согласуется с результатами моделирования (-123 дБн/Гц). Уровень побочных спектральных составляющих имеет значение -70 дБн практически во всем диапазоне частот. Время перестройки частоты во всем диапазоне частот не превышает 120 мкс. Синтезатор частот выполнен в металлическом корпусе с размерами $185 \times 87,5 \times 26,8$ мм.

Таким образом, разработанный синтезатор имеет показатели спектральной чистоты на уровне лучших зарубежных аналогов.

Литература

1. Кузменков А.С. Анализ и синтез архитектур малошумящих синтезаторов частот с ФАПЧ // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». 2014. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

*И.С. Логинов, студ.; рук-ли Л.А. Белов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
Б.Н. Юдин, нач. отдела (ОАО «РКС», Москва)*

БАЗОВЫЙ МОДУЛЬ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СПУТНИКОВОЙ АППАРАТУРЫ НА ПЛИС С ПОВЫШЕННОЙ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТЬЮ

Базовый модуль логических команд управления обеспечивает корректное функционирование электронной аппаратуры космического аппарата. Он предназначен для обмена логическими командами и сбора телеметрии между формирователем сигналов, бортовыми вычислительным и ретрансляционным комплексами и вторичным источником питания [1]. Модуль сигналов управления выполняется на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), устойчивых к факторам окружающего космического излучения.

В докладе представлены результаты разработки базового модуля логических команд управления, приведены его характеристики, алгоритмы информационных обменов и диаграммы проверки функционирования.

Бортовая спутниковая аппаратура подвергается усиленному воздействию ионизирующих излучений космического пространства высокоэнергетическими электронами, протонами и тяжелыми ионами. В результате этого в полупроводниковых структурах возникают дефекты, происходит деградация полупроводниковых приборов и микросхем, возникают восстанавливаемые сбои переключения, «тиристорные» эффекты защелкивания в логических цепях, а также устойчивые отказы. Как следствие таких процессов сокращается срок активного функционирования космического аппарата.

В докладе сопоставлены основные технологические и конструктивные технические решения [2], которые способны ослабить влияние радиационных эффектов, продлить срок службы аналоговых узлов, включая блоки питания, логических цепей управления бортовой аппаратуры космического аппарата. Представлены способы количественной оценки разовой и накопленной дозы излучения.

Литература

1. **Зотов В.Ю.** Проектирование встраиваемых микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы XILINX. М.: Горячая линия – Телеком, 2006.
2. **Мироненко Л., Юдинцев В.** Повышение радиационной стойкости интегральных схем // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2012. № 8.

ОЦЕНКА БЮДЖЕТА МОЩНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ ЛИНИИ

Передача информации с требуемым качеством на регенерационном участке волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) без оптических усилителей, учитывая потери и дисперсионные искажения, обеспечивается за счет запаса мощности (чистого бюджета мощности $A_{ЭЗ}$), равного разности между энергетическим потенциалом ВОСП (перекрываемым затуханием) и затратами оптической мощности на потери [1].

Для заданного уровня максимально допустимых ошибок квантования сигнала (ОКС) $P_{\text{ош макс}}$ проведен расчет бюджета мощности для двух случаев: а) без учета эксплуатационных потерь на дисперсию (A_d), с учетом указанных потерь. Параметр A_d рассчитан для конкретной длины участка регенерации, зависящего от стандарта оптического волокна [2].

Результаты расчета показаны в табл. 1 для стандарта G-653.

Таблица 1

Бюджет мощности для стандарта G-653

ОКС $P_{\text{ош макс}}$	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}
$A_{ЭЗ}, (A_d = 0)$ дБ	4,962	4,876	4,864
$A_{ЭЗ}, (A_d = 2,276)$ дБ	2,686	2,6	2,588

Сравнением полученных результатов обоснован вывод, что вариация коэффициента ошибок на три порядка приводит к незначительному изменению дополнительных потерь из-за собственных шумов источника излучения, а следовательно, и бюджету мощности, а при учете дисперсионной компоненты A_d , отмечено значительное (почти в 2 раза) уменьшение бюджета мощности.

Литература

1. **Бурдин В.А., Бурдин А.В.** Исследование параметров волоконно-оптической линии передачи. Самара: ПГАТИ, 2004.
2. **Гитин В.Я., Кочановский Л.Н.** Волоконно-оптические системы передачи. М.: Радио и связь, 2003.

А.А. Митрофанов, студ.; рук-ли: А.Р. Сафин, к.т.н.; Н.Н. Удалов,
д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АМПЛИТУДНЫЕ И ФАЗОВЫЕ ШУМЫ СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Одним из перспективных устройств генерирования СВЧ колебаний являются так называемые спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО), которые перекрывают в зависимости от конструкции диапазон от сотен мегагерц до сотен гигагерц; при этом их размер в любом измерении не превышает 100 нм. Недостатками, ограничивающими применение СТНО, являются низкая выходная мощность и широкая спектральная линия. Для устранения последнего недостатка используются различные методы синхронизации, в том числе синхронизация с помощью цепи фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1, 2].

В работе получены уравнения для амплитудных и фазовых шумов СТНО с цепью ФАПЧ методом медленно меняющихся амплитуд:

$$\begin{cases} \frac{d\delta u}{dt} = \Gamma\delta u + E\delta\varphi + \sqrt{D}\tilde{f}_n(t); \\ \frac{d\delta\varphi}{dt} = \frac{\sqrt{D}}{U_0}\tilde{f}_n(t) + N\delta u, \end{cases}$$

где δu и $\delta\varphi$ – амплитудные и фазовые шумы, соответственно; Γ и E – коэффициенты линеаризации; $\tilde{f}_n(t)$ – функция, описывающая влияние белого теплового шума; D – дисперсия шума; U_0 – стационарное значение амплитуды в автономном режиме; N – коэффициент неизохронности.

Полученные уравнения позволяют определить интенсивность амплитудных и фазовых шумов. Влияние цепи ФАПЧ определяется слагаемым $E\delta\varphi$, которое зависит от разности фаз эталонного генератора цепи ФАПЧ и СТНО. В случае, когда разность фаз не равна нулю, происходит изменение значения амплитуды СТНО с целью подстройки фазы СТНО к фазе эталонного генератора. За счет этого механизма система ФАПЧ позволяет уменьшить уровень фазовых шумов СТНО.

Литература

1. Сафин А.Р., Капранов М.В., Удалов Н.Н. Особенности взаимной синхронизации неидентичных спин-трансферных наноосцилляторов // Радиотехника. 2013. № 10.
2. Митрофанов А.А., Сафин А.Р., Удалов Н.Н. Система фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40. № 13.

ФАЗОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА ГАРМОНИЧЕСКИМ ВНЕШНИМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ

В последние 20 лет в связи с бурным развитием нанотехнологий и возможностью создания пленок толщиной в десятки и единицы нанометров возникли новые перспективы использования спин-волновой электроники. Направление физики твердого тела, в котором исследуются наноразмерные спин-волновые устройства, получило название «спинтроника». Об актуальности работ в области спинтроники свидетельствует присуждение Нобелевской премии [1] по физике А. Ферту и П. Грюнбергу в 2007 году за передовые исследования, приведшие к бурному росту плотности магнитной записи в конце XX века. Исследования в области генерации СВЧ-колебаний магнитными мультислойными наноструктурами при протекании спин-поляризованного тока могут привести к созданию сверхминиатюрных, широко перестраиваемых микроволновых генераторов.

В данной работе исследована схема фазовой синхронизации спин-трансферного наноосциллятора (СТНО) периодическим внешним воздействием.

При анализе математической модели СТНО [2] методом медленно меняющихся амплитуд получены укороченные уравнения, а также выражение для стационарной мощности автогенератора в синхронном режиме P_0 :

$$\Lambda^2 = P_0(\Delta\omega + NP_0)^2 + \Gamma_G^2 P_0(a_0 - P_0)^2.$$

Основным результатом исследования являются амплитудные и фазовые характеристики, полученные при различных значениях амплитуды внешнего воздействия Λ , коэффициента неизохронности N , коэффициента потерь Γ_G , амплитуды колебаний в автономном режиме a_0 . Эти характеристики позволили определить значения полос синхронизма и захвата для синхронизированного СТНО.

Литература

1. **Ферт А.** Происхождение, развитие и перспективы спинтроники // Успехи физических наук. 2008. Т. 178. № 12.
2. **Slavin A. Tiberkevich V.** Nonlinear auto-oscillator theory of microwave generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. V. 45. No 4.

*К.А. Руденко, студ.; рук-ли Л.А. Белов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
И.С. Садилкин, нач. сектора (ОАО «РКС», Москва)*

АНАЛИЗ СОПРЯЖЕНИЯ ИНТЕРФЕЙСОВ СИЛОВЫХ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ НА ПЛИС ДЛЯ СПУТНИКОВОЙ АППАРАТУРЫ

Базовый модуль силовых команд управления на борту космического аппарата предназначен для распознавания команды от бортового вычислительного комплекса, выполнения ее и передачи подтверждающего сигнала о выполнении заданной команды. Для обеспечения малой задержки и высокой надежности работы в условиях космического пространства модуль выполняется на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) [1].

В докладе приведено сопоставление характеристик ПЛИС основных мировых производителей, выявлены их параметры, существенные при решении вопроса о возможности их использования на борту космического аппарата, работающего в условиях специфических внешних воздействий.

Представлены результаты реализации взаимодействия базового модуля силовых команд управления и бортового вычислительного комплекса по интерфейсу RS-485, которое обеспечивает коммутацию волноводных СВЧ цепей для управления положением луча или для подключения резервного комплекта аппаратуры. Представлены алгоритмы прохождения команд и временные диаграммы в различных ситуациях.

Установлено, что бортовая спутниковая аппаратура состоит из модулей, разработанных разными компаниями, поэтому в ней применяются несколько интерфейсов передачи данных. Среди них RS-485, манчестерский код, код SpaceWire и др. [2]. Для каждого интерфейса передачи данных используются свои микросхемы для конвертации сигналов. В докладе сопоставлены основные характеристики основных версий соответствующих узлов и сигналов в них. Показаны технические возможности применения ПЛИС различной конфигурации для их сопряжения.

В докладе рассмотрены основные технологические и конструктивные технические решения, которые способны исключить сопрягающие микросхемы и объединить их функционал на основе ПЛИС.

Литература

1. **Соловьев В.В., Климович А.** Логическое проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 376 с.
2. **Агуров П.В.** Последовательные интерфейсы ПК. Практика программирования. СПб: БХВ-Петербург, 2004. – 496 с.

ГЕНЕРАТОР С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ В СОСТАВЕ ПОЛНОСТЬЮ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

В настоящее время широко используются полностью цифровые системы синтеза частот на основе кольца фазовой автоподстройки (ПЦ ФАПЧ) [1, 2]. Существуют различные способы реализации генератора с цифровым управлением (ГЦУ) в синтезаторах с ПЦ ФАПЧ.

В работе предложены метод расчета номиналов емкостей банков и алгоритмы нормировки сигнала на выходе фильтра для получения кодового управления по трем каналам (рис. 1).

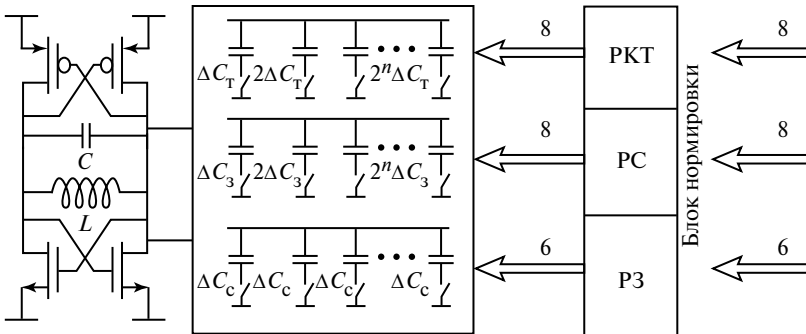


Рис. 1. Структура генератора с цифровым управлением

Для каждого режима в генераторе присутствует свой банк емкостей. На рис.1 введены обозначения: РКТ – канал управления в режиме компенсации температуры; РЗ – канал управления в режиме захвата; РС – канал управления в режиме слежения.

Для заданного диапазона частот синтезатора, индуктивности L и емкости C рассчитаны парциальные емкости банков ΔC_T , ΔC_3 , ΔC_c , с учетом разрядности каналов управления.

Литература

1. **Perrott M.H.** Frequency Synthesizers. September 16. 2009. 92 с.
URL: http://www.cpsim.com/PLL_Lectures/analog_pll.pdf
2. **Andersson F., Johnson A.** Modeling and Characterization of All-Digital Phase-Locked Loop 2010-02-17 93 с.
URL: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:303870/FULLTEXT02>

*Н.С. Семёнов, асп.; Н.С. Первеева, студ.; рук. Л.А. Белов, к.т.н.,
проф. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СИГНАЛОВ, ИМИТИРУЮЩИХ ЗВУЧАНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТОВ

Синтезатор сигналов, имитирующих звучание струнных и духовых музыкальных инструментов [1, 2], построенный по спектральному методу [3], имеет преимущество перед схемами синтеза во временной области в виду сокращения в десятки раз объема необходимых ресурсов памяти.

В докладе приведены результаты разработки в среде MatLab программной оболочки синтезатора и приведены оценки качества синтеза.

Проведена статистическая обработка множества аудиофайлов звучания ряда музыкальных инструментов в различных частотных диапазонах. Получены массивы коэффициентов, характеризующих динамику изменения во времени амплитуд и формы несущего колебания, которая соответствует наличию множества гармоник основной частоты, параметры которых медленно меняются во времени. Нормировка этих коэффициентов по времени и ординатам позволила создать обобщенные модели для каждого типа инструмента с учетом характера звукоизвлечения.

Проанализирована структура колебательного процесса, выявлены характеристики добротности каждой из гармоник и закономерности изменения колебательного процесса в целом. Сопоставлены методы определения частоты основного тона, проведен анализ влияния на характеристики особенностей инструмента, высоты звука, приемов звукоизвлечения.

Экспериментально получены закономерности временных и спектральных характеристик звучания музыкального инструмента при вариациях высоты звука, которые затем использованы при создании базы данных синтезатора.

Выполнена оценка качества синтеза вычислением взаимных корреляционных функций массивов исходных и синтезированных аудиофайлов звучания.

Литература

1. **Askenfelt A.** Observation of the transient components of the piano tone // STL-QPSR. 1993. V. 34. No 4. Pp. 015–022.
2. **McLeod P.** Fast, Accurate Pitch Detection. Tools for Music Analysis. Univ. of Otago, 2008.
3. **Семёнов Н.С., Белов Л.А.** Спектральный метод синтеза многооктавных сигналов звукового диапазона // Труды XV МНПК «СИЭТ». Одесса, 2014. Т. 1.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИСКРИМИНАТОРОВ В СОСТАВЕ ПОЛНОСТЬЮ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

Синтезаторы частот на основе полностью цифровой фазовой автоподстройки частоты (ПЦ ФАПЧ) относятся к числу широко применяемых в современных системах связи [1].

Одним из основных узлов ПЦ ФАПЧ является дискриминатор. В работе исследованы три вида дискриминаторов: триггер-счетчик (рис. 1, а), дискриминатор Найквиста (рис. 1, б), дискриминатор Гильберта (рис. 1, в), где АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦПМ – цифровой перемножитель; БПГ – блок преобразования Гильберта; ЦГ – цифровой генератор.

Моделирование дискриминаторов проведено в среде Matlab. Сопоставлены основные характеристики трех исследованных дискриминаторов.

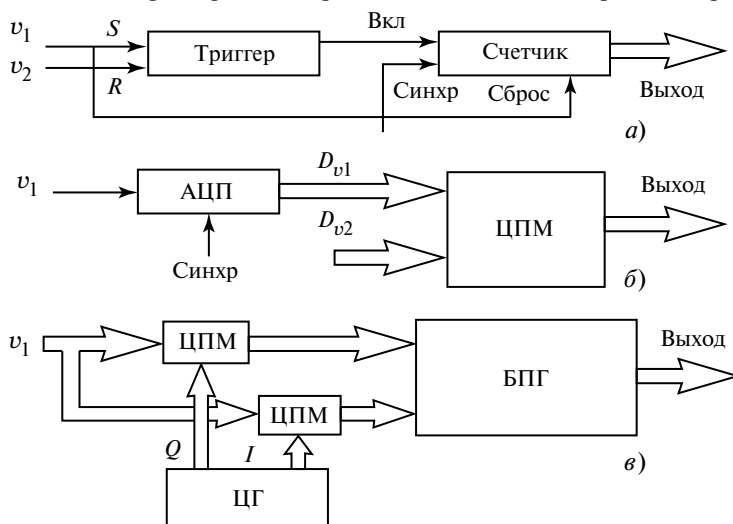


Рис. 1. Схемы цифровых дискриминаторов:

а – триггер-счетчик; б – дискриминатор Найквиста; в – дискриминатор Гильберта

Литература

1. YoungGun Pu, AnSoo Park, Joon-Sung Park, Kang-Yoon Lee. Low-Power, All Digital Phase-Locked Loop with a Wide-Range, High Resolution TDC // ETRI Journal. June 2011. Vol. 33. No 3. P. 366–373.

Д.А. Фролов, студ.; рук. Д.П. Царапкин, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

САПФИРОВЫЙ РЕЗОНАТОР ДЛЯ МАЛОШУМЯЩИХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ СВЧ С ПРОФИЛИРОВАННОЙ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

Диэлектрические резонаторы из искусственного сапфира (СДР) [1] находят все более широкое применение в качестве основы колебательной системы автогенератора (АГ) СВЧ с предельно низким уровнем фазовых шумов выходного сигнала [2].

Низкий уровень фазового шума АГ достигается вследствие исключительно высокой добротности резонатора в виде диска или цилиндра из монокристаллического сапфира, возбуждаемого на высших азимутальных модах (моды типа «шепчущей галереи»).

Проектирование АГ СВЧ данного типа затруднено наличием множества побочных резонансов, способных существенно исказить ожидаемую частотную характеристику колебательной системы при малой отстройке от частоты рабочей моды.

В данной работе для разрежения частотного спектра вблизи выбранной моды предлагается использовать профилирование цилиндрической стенки СДР с учетом азимутального номера данного колебания. Идея предлагаемого метода иллюстрируется картинками полей на рис. 1.

Моделирование СДР проводится в среде CST Microwave Studio [3]. Полученные предварительные результаты соответствуют ожиданиям.

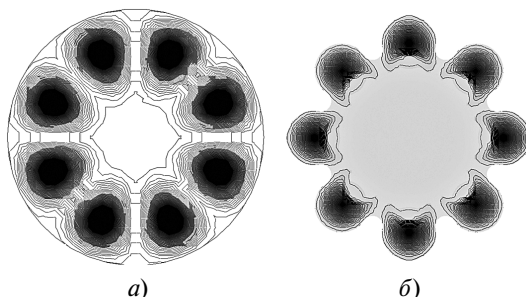


Рис. 1. Влияние профилирования цилиндрической стенки резонатора на структуру электромагнитного поля моды E411:

a – гладкая стенка; *б* – профилированная стенка

Литература

1. Царапкин Д.П., Иванов Е.Н., Мухтаров И.Н. Высокодобротные дисковые диэлектрические резонаторы // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28. № 8. С. 1658–1659.
2. Ivanov E.N., Tobar M.E. Low Phase-Noise Sapphire Crystal Microwave Oscillators: Current Status // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. February 2009. V. 56. No 2. P. 263–269.
3. Курушин А.А., Пластикова А.Н. Проектирование СВЧ-устройств в среде CST Microwave Studio: учебное пособие. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. – 152 с.

ФОРМИРОВАНИЕ САМОПОДОБНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Применение свойств скейлинга (самоподобия) временных реализаций сигналов с аддитивной фрактальной структурой (САФС) в технике связи является актуальной задачей [1, 2]. САФС используется как сложный несущий сигнал в качестве модулирующего параметра выбирается безразмерная опорная частота λ . Самоподобие временной реализации САФС позволяет реализовать в приемнике когерентный скейлинговый (основанный на самоподобии, «самокорреляционный») прием без источника внешней синхронизации, за счет использования в качестве опорного колебания самоподобные участки принятого сигнала.

Предложенный в [1, 2] алгоритм скейлинговой демодуляции при двичной частотной манипуляции показал приемлемые результаты в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным приемом. За счет выделения нескольких подобных участков САФС удалось добиться улучшения вероятности ошибки на бит передаваемой информации. Однако техническая реализация такой системы передачи информации достаточно громоздка из-за сложности передатчика, низкой скорости передачи информации, неэффективного использования частотного диапазона.

Для улучшения качественных показателей системы в докладе предложено изменить тип манипуляции составляющих усеченного ряда Вейерштрасса с частотной на фазовую, задействовав все частотные компоненты САФС. Показано, что сохранение расстановки частот дает возможность использовать ранее разработанный алгоритм скейлингового приема, в том числе и детектирования (обнаружения) сигнала. Проверено, что при значениях λ , близким к 1, фазоманипулированные САФС очень близки по своим свойствам сигналам с ортогональным частотным мультиплексированием. Соответственно показано, что основные технологии обработки таких сигналов могут быть применены и в задачах обработки САФС.

Литература

1. **Хандурин А.В., Чеченя С.А.** Исследование самоподобия сигналов с аддитивной фрактальной структурой // Труды X международной школы-конференции ХАОС-2013. Саратов: ООО «ИЦ Наука», 2013.
2. **Хандурин А.В., Чеченя С.А.** Корреляционный приемник самоподобных сигналов // Труды Международной научно-технической конференции СИНХРО-ИНФО-2014. М.: ООО «ИД Медиа Паблицер», 2014.

Секция 4

УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ

*Председатель секции — и.о. зав. каф. ФОРС, д.т.н.,
профессор Ю.А. Гребенко*

Секретарь секции — ст. преподаватель В.А. Флатов

*А.М. Ананьев, студ.; рук-ли В.В. Виноградов, к.т.н., нач. отдела;
А.В. Никоноров, зам. нач. отдела (ГСКБ «Алмаз-Антей»);*

М.Ю. Лишак, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗЫ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИНТЕГРАЛА

Неоднозначность определения доплеровского сдвига частоты является существенной проблемой при проектировании импульсно-доплеровских РЛС. Данную проблему можно решить методом, основанным на использовании информации, заключенной в фазе корреляционного интеграла.

В докладе рассматривается алгоритм цифровой обработки квазинепрерывного сигнала в приемном блоке РЛС, метод определения доплеровской частоты с помощью фазы корреляционного интеграла и дается оценка влияния параметров сигнала и алгоритма расчета на изучаемый метод.

Цифровая обработка сигнала начинается с преобразования входного колебания в аналитическое с помощью комплексного цифрового фильтра. Далее следует цифровое преобразование частоты путем умножения отсчетов сигнала на отсчеты цифрового гетеродина, селекция по времени и накопление дискретных отсчетов. Расчет комплексных спектров в каналах дальности проводится с помощью быстрого преобразования Фурье.

Из выражения для корреляционного интеграла следует, что разность фаз двух комплексных отсчетов корреляционной функции, получаемой на выходе каналов дальности, имеет линейную зависимость от доплеровского сдвига частоты. Следовательно, измеряя разность фаз отсчетов корреляционной функции и зная коэффициент зависимости, можно определять доплеровский сдвиг частоты принятого сигнала.

Данный метод значительно расширяет диапазон однозначного измерения доплеровской частоты и позволяет определить направление движения цели. Диапазон измерения расширяется в пределах одного периода фазы корреляционного интеграла. Данное ограничение не существенно, так как имеющегося диапазона измерения достаточно для определения скорости любых реальных объектов.

Исследование метода проводилось на разработанной в среде MathCAD модели блока цифровой обработки сигнала в приемнике РЛС. В результате моделирования была подтверждена возможность определения доплеровского сдвига частоты принятого сигнала по фазе корреляционного интеграла.

Е.С. Викторина, студ.; рук. В.А. Федоров, доц. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО БЛОКА БИРАДИОЛОКАТОРА

Рассматриваемый в докладе цифровой блок (ЦБ) является важной составной частью биорадиолокатора (радиолокационного измерительного комплекса) «Пульсар» миллиметрового диапазона электромагнитных волн [1]. Такой биорадиолокатор позволяет осуществить дистанционную (неконтактную) диагностику биологического объекта. Он представляет собой дистанционный датчик сверхмалых перемещений, возникающих на поверхности тела в результате работы физиологических функций организма.

В задачи ЦБ входят перевод аналогового сигнала в цифровую форму, координация этапов обработки сигнала в соответствии с заданными алгоритмами, заложенными в программу микроконтроллера, и связь с рабочей программой компьютера.

Модернизация ЦБ проводилась для увеличения точности измерения текущих физиологических параметров и уменьшения массогабаритных показателей.

Увеличение точности измерений обеспечили новые алгоритмы обработки сигнала, повышающие отношение С/Шс 36 дБ на входе до 43 дБ на выходе ЦБ. Это позволило применить новые высокоразрядные (16-разрядные) АЦП и маломощные операционные усилители.

Уменьшение массогабаритных показателей достигнуто исключением вторичного источника питания (переходом на питание от USB-порта) и использованием современной компонентной базы поверхностного монтажа. Новые габаритные размеры платы ЦБ составили 50 × 50 мм вместо 50 × 100 мм, что допускает расположение платы ЦБ в общем корпусе с КВЧ блоком.

Проведенные автором разработка, изготовление и отладка модернизированного ЦБ завершились его успешной апробацией в составе измерительного комплекса «Пульсар».

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.

Б.В. Десятков, студ.; рук-ли Е.А. Богатырёв, к.т.н., проф.;
В.А. Филатов, ст. преп. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО ПРИБОРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗВУКОУСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Автоматизированное исследование параметров звуковых трактов радиоэлектронной аппаратуры остается актуальной задачей, для решения которой целесообразно использовать модульную платформу National Instruments с двухканальным виброакустическим модулем PXI-4461, позволяющим формировать и измерять сигналы с частотой дискретизации до 200 кГц.

В докладе рассмотрены принципы автоматизированного измерения основных параметров усилительных устройств, в числе которых амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики, динамический диапазон, точка компрессии.

Программа написана в среде LabVIEW, обладающей графическим интерфейсом в отличие от обычных текстовых языков программирования [1], а также обширной библиотекой для решения радиотехнических задач, построения панели управления и отображения на экране монитора. Также она имеет большое количество различных испытательных сигналов, что позволяет с высокой степенью точности проводить измерения параметров звукоусилительных устройств [2].

В качестве объекта исследования был выбран десятиполосный, двухканальный эквалайзер «Прибой Э014С» класса Hi-Fi, который относится к группе графических эквалайзеров. Проведены исследования идентичности каналов и глубины регулировок тембра по проведенным измерениям АЧХ и ФЧХ, оценка уровня нелинейных искажений и шумовых свойств. Результаты исследований показали, что наиболее качественные построения АЧХ и ФЧХ получаются при подаче на вход усилителя белого гауссовского шума.

Литература

1. **Суранов А.Я.** LabVIEW 8.20: Справочник по функциям. М.: ДМК Пресс, 2007.
2. **Букингом М.** Шумы в электронных приборах и системах: пер. с англ. – М.: Мир, 1986.

А.М. Ермошин, студ.; рук. П.С. Остапенков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭВМ В САПР «ALTIUM DESIGNER»

Условия эксплуатации промышленных ЭВМ, например, в оборонной и аэрокосмической технике, автомобилестроении, системах промышленного контроля диктуют жесткие тактико-технические требования при их разработке и изготовлении.

В докладе рассматриваются особенности процесса проектирования таких устройств на примере разработки модуля промышленной ЭВМ, реализуемого на гибкой/гибко-жесткой печатной плате [1] с использованием возможностей системы автоматизированного проектирования (САПР) «Altium Designer».

Основное внимание уделяется процессу создания гибких/гибко-жестких печатных плат и современным методам трехмерного (3D) моделирования разрабатываемого модуля с помощью САПР «Altium Designer» [2].

Представленные в докладе результаты демонстрируют современные технологические возможности и возможности САПР при проектировании радиотехнических устройств и устройств электронной техники специального назначения, совместно обеспечивающие выполнение жестких тактико-технических требований.

Литература

1. **Акулин А.И.** Проектирование гибко-жестких печатных плат: материалы, конструкции и особенности проектирования // Технологии в электронной промышленности. 2007. № 8.
2. **Сабунин А.Е.** Altium Designer 14: обзор новых возможностей // Современная электроника. 2013. № 9.

А.А. Капитанов, асп.; рук. П.С. Остапенков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СПОСОБОВ ФОРМИРОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В настоящее время хаотические сигналы все более широко используются в сверхширокополосной радиолокации, в системах связи с хаотическим кодированием, в гидроакустике, сенсорных сетях и др. Спектр применения хаотических сигналов очень широк [1].

Формирование и обработка хаотических сигналов возможна различными способами как в аналоговом, так и цифровом видах [1]. В настоящем докладе рассматриваются цифровые способы формирования хаотических сигналов на основе расчета и оценки параметров динамических нелинейных систем третьего и более высоких порядков.

Для формирования сигналов хаотического вида используются как итерационные [1], так и численные методы моделирования систем на основе обычных дифференциальных уравнений [2, 3]. Анализ поведения динамических нелинейных систем проводится на основе оценки спектра показателей Ляпунова, построения фазового портрета динамической системы и сечений Пуанкаре и некоторых других.

Прикладными задачами исследования, обсуждаемыми в докладе, являются особенности формирования хаотических сигналов при использовании таких сигналов в локационных гидроакустических системах и системах гидроакустической связи.

Разработанные автором алгоритмы формирования хаотических сигналов ориентированы для реализации на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

Литература

1. **Залогин Н.Н.** Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. М.: Радиотехника, 2006.
2. **Кузнецов С.П.** Динамический хаос и гиперболические аттракторы: от математики к физике. Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2013.
3. **Спротт Дж.К.** Элегантный хаос: алгебраически простые хаотические потоки: пер. с англ. Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2012.

*А.Е. Кисельников, асп.; рук-ли А.Л. Приоров, д.т.н., доц.;
М.А. Дубов, к.т.н., асс. (ЯрГУ, г. Ярославль)*

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ВЫСОКОИМПЕДАНСНЫХ БУФЕРОВ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ИНТЕРФЕЙСОВ

Зачастую для реализации сложных алгоритмов цифровой обработки сигналов применяется связка сигнального процессора и ПЛИС. В радиоприемных устройствах на ПЛИС, как правило, реализуются алгоритмы предобработки сигнала: перенос с промежуточной на нулевую частоту, согласованная фильтрация, децимация, различные линейные операции. В свою очередь в передатчиках ПЛИС выполняет функции фильтрации, интерполяции и переноса сигнала на промежуточную частоту. Сигнальный процессор в данной связке используется для реализации вычислительно затратных, многоступенчатых алгоритмов.

Для корректной работы данной связки устройств между ними требуется организовать высокоскоростной параллельный интерфейс, позволяющий производить обмен информацией при помощи пакетных посылок. Рассмотрим подробнее реализацию данного интерфейса.

Между устройствами проходят две адресные 16-битные односторонние шины, две односторонние 32-битные шины для чтения и записи информации, а также служебные цепи для организации информационных транзакций (рассматривается асинхронная шина). Итого только для организации одного интерфейса требуется более ста соединений.

Для сокращения числа соединений могут успешно применяться двунаправленные шины с использованием высокоимпедансного состояния (третьего состояния). Входной буфер шины имеет высокое входное сопротивление, а выходной – крайне малое. Если без использования третьего состояния подать на вход данной схемы высокий уровень, произойдет короткое замыкание через выходной буфер, после чего он выйдет из строя. Для предотвращения выгорания выходной цепи реализуется ее перевод в третье, высокоимпедансное состояние.

Рассмотренный способ реализации позволяет при сохранении скорости работы интерфейса реализовать двунаправленные шины адреса и обмена информацией, что позволяет сократить количество соединений между микросхемами на 48 дорожек. Данная особенность приведенного способа реализации высокоскоростных интерфейсов позволяет упростить трассировку печатных плат, а также использовать освобожденные выводы микросхем для других нужд разработчиков.

*С.В. Ковалёв, студ.; рук-ли: Ю.А. Гребенко, д.т.н., проф.;
А.В. Щукин, ст. преп. (НИУ «МЭИ»)*

ПОСТРОЕНИЕ УНИФИЦИРОВАННОЙ УПРАВЛЯЮЩЕЙ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ И БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Важной составной частью робототехнических комплексов (РТК) и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является система управления исполнительными механизмами. Сравнительный анализ структур построения таких систем управления для указанных объектов позволил выделить общие узлы, обосновать необходимые интерфейсы связи и поставить задачу построения унифицированной управляющей платформы, пригодной для общего применения в РТК и на БПЛА.

Задача создания унифицированной платформы управления решается на модульном принципе построения платформы, тем самым давая возможность более гибко подойти к вопросам интеграции в РТК и на БПЛА.

В докладе приводится разработанная структурная схема унифицированной управляющей платформы и обсуждаются алгоритмы функционирования такой платформы. Обоснован необходимый набор основных компонентов для построения управляющей платформы, обеспечивающей ориентацию объекта: сигнальный процессор и различные датчики.

Выбор представленных на рынке датчиков определяется результатами анализа их технических характеристик, функциональных возможностей и эксплуатационных показателей.

Рассмотрена зависимость точности ориентации объекта от реализации сбора и обработки данных с датчиков и выдачи команд на органы управления и от правильного выбора периферийных датчиков.

Предложенное построение унифицированной управляющей платформы позволяет использовать ее в РТК и на БПЛА с минимальными изменениями в зависимости от органов управления и особенностей применения. Эти изменения заключаются в конкретизации используемых модулей и программного обеспечения.

МОДЕЛИ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ ВАРИАНТОВ И ВАРИАНТОВ АНАЛОГОВ

В задачах автоматизированного выбора оптимальных вариантов и вариантов аналогов процесс решения условно можно разделить на три этапа: представление исходных данных, обработка данных, представление результатов. Каждому этапу соответствует один из двух уровней абстракции. Первый, где с данными работает человек, и второй, где с данными работает ЭВМ.

Для решения задачи представления данных в работе проведен анализ, классификация, рассмотрены преимущества и недостатки различных систем представления и хранения информации.

Для первого уровня абстракции выбраны реляционная и графическая модели данных. Для второго уровня абстракции выбрана ассоциативная модель, где данные представлены в виде логических матриц, что облегчает работу ЭВМ.

В процессе решения задачи выбора на первом этапе данные представляются в виде реляционной таблицы, на втором они преобразуются в ассоциативные матрицы, результат выбора на заключительном этапе представляется в виде графа выбора и таблицы результатов (рис. 1).

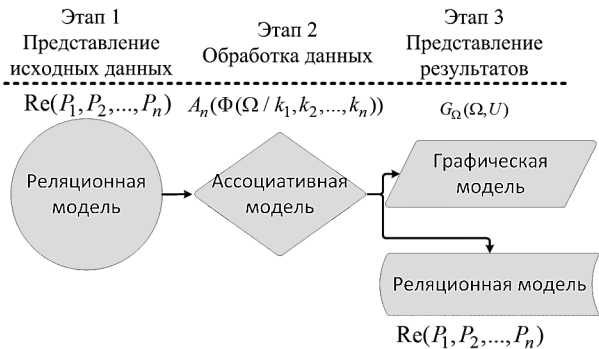


Рис. 1. Организация системы представления данных

Следует отметить, что сами модели не осуществляют выбор. Они лишь позволяют унифицировать и оптимизировать систему хранения и представления данных. Для полноценной работы системы необходимо описать работу с каждым типом данных, основные методики, а также переходы между типами данных и этапами решения задачи выбора.

М.Е. Кононов, асп.; рук. Ю.В. Кандырин, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ВЫБОР АНАЛОГОВ ДЛЯ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ РЭА С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ «СТРУКТУРА МК»

В состав радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) зачастую входят элементы или блоки, требующие охлаждения. Существуют различные способы охлаждения: пассивные радиаторные, активные воздушные, водные и другие системы охлаждения.

На этапе проектирования или ремонта РЭА может возникнуть потребность заменить исходный образец его аналогом.

С помощью разработанной программы «Структура МК» [1] в работе осуществлен выбор аналогов для системы активного воздушного охлаждения Cooler Master «CP6-9HDSA-PL-GP». Выбор проводится на исходном однородном множестве возможных аналогов (рис. 1), представленном реляционным отношением $Re(P_{рас}, P_{пот}, v_{вр}, L_{шума}, Af, T_{без.раб}, W_{вес})$, где $P_{рас}$ – рассеиваемая мощность, Вт; $P_{пот}$ – потребляемая мощность, Вт; $v_{вр}$ – скорость вращения, об/мин; $L_{шума}$ – уровень шума, дБ, Af, CFM – воздушный поток; $T_{без.раб}$ – время безотказной работы, ч; $W_{вес}$ – вес, г.

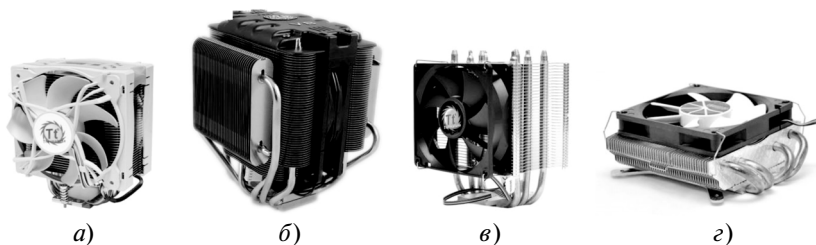


Рис. 1. Фрагмент исходного множества аналогов:
 a – Jing; b – V8; c – Contac 21; d – TTC-NC25TZ

Выбор осуществляется в несколько этапов. На первом этапе отсутствуют приоритет показателей качества, на втором этапе в зависимости от задачи могут появиться приоритеты стоимости, веса или времени безотказной работы. С помощью автоматизированной системы выбора решение такой задачи может быть выполнено в кратчайшие сроки.

Литература

1. Кандырин Ю.В., Кононов М.Е. Автоматизированная система выбора аналогов для прототипа в орграфах фактор множеств // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2014. № 1.

В.С. Овчинников, студ.; рук. М.Ю. Лишак, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРИЕМНИК РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Сигнал с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ-сигнал) представляет собой последовательность радиоимпульсов с прямоугольной огибающей с одинаковой амплитудой, шириной и положением импульсов относительно тактовых моментов времени. Параметром модуляции является частота следования данных импульсов [1]. Такие сигналы используются в различных информационных системах.

Приемник ЧИМ-сигнала имеет в своем составе преселектор, преобразователь частоты, усилитель промежуточной частоты и амплитудный детектор, а также блок «преобразователь частоты–напряжения». Этот блок непосредственно выполняет демодуляцию ЧИМ-сигнала и может быть как аналоговым, так и цифровым.

В докладе рассматривается структурная схема приемника, имеющего на выходе амплитудного детектора схему формирования видеоимпульсов и цифровой демодулятор на основе микроконтроллера. Приведены результаты расчетов и моделирования в пакете Micro-Cap усилителя промежуточной частоты с фильтром сосредоточенной избирательности на LC-контурах. Представлен алгоритм цифровой демодуляции сигнала и программа для его реализации на базе микроконтроллера PIC 18F2520, а также результаты экспериментальной проверки работоспособности демодулятора на макете. Показана возможность цифровой демодуляции ЧИМ-сигнала.

Литература

1. **Пенин П.И., Филиппов Л.И.** Радиотехнические системы передачи информации: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1984.

Р.И. Поляк, соиск.; рук. Ю.А. Гребенко, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ВЫБОР ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ С ЛИНЕЙНОЙ ФЧХ

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) фильтра, ограничивающего спектр входного сигнала аналого-цифрового преобразователя (АЦП) может быть существенно нелинейной, что приводит к искажению формы сигнала. Целесообразно после АЦП использовать цифровой фильтр-корректор ФЧХ [1].

В докладе приводятся результаты исследования влияния выбора частоты дискретизации на порядок цифрового фильтра. Были рассмотрены ФНЧ с НЧ-прототипом Баттерворта от второго до пятого порядка.

В частности, для фильтра Баттерворта 3-го порядка с полосой пропускания 160 Гц были получены зависимости группового времени запаздывания (ГВЗ) и количества отсчетов импульсной характеристики КИХ-фильтра от частоты дискретизации, представленные на рис. 1. Анализ этих зависимостей показывает, что с ростом частоты дискретизации порядок обратного КИХ-фильтра растет линейно, а неравномерность ГВЗ в полосе пропускания сначала резко уменьшается, а затем остается постоянной. В данном случае предлагается выбрать частоту дискретизации равной 800 Гц.

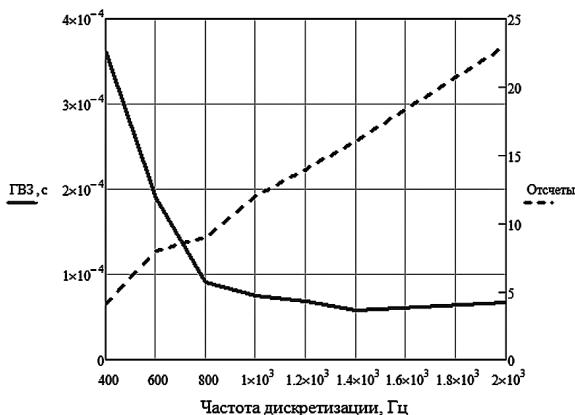


Рис. 1. Зависимости группового времени запаздывания и количества отсчетов импульсной характеристики КИХ-фильтра от частоты дискретизации

Литература

1. Поляк Р.И. Использование обратных КИХ-фильтров для линейаризации ФЧХ аналоговых ФНЧ // Тез. докл. XVIII междунар. НТК «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2012. Т. 1.

О.В. Смирнов, асп.; рук. Е.А. Богатырёв, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ, ОСНАЩЕННЫХ RFID МЕТКАМИ

Одной из наиболее перспективных областей применения технологии RFID (Radio Frequency Identification) является задача определения координат (позиционирования) объектов, оснащенных транспондерами. Отметим, что такое применение позволяет осуществлять позиционирование объектов внутри помещений.

В настоящее время существует множество различных методов позиционирования, значительно отличающихся друг от друга. Автор данного доклада провел аналитический обзор литературы по современным методам позиционирования объектов, оснащенных RFID метками, с целью выяснения их достоинств и недостатков. Была проведена классификация методов по основным способам определения местоположения и проведен их сравнительный анализ по основному показателю качества – точности вычисления координат. Другие показатели качества (сложность реализации, скорость вычислений, стоимость и др.) обладают лишь рекомендательным характером, поскольку в изученной литературе рассматриваются не всегда.

В результате проведенного обзора был определен состав типовой системы позиционирования объектов по RFID технологии: метки, инфраструктура, базовые станции, серверное программное обеспечение (ПО), промежуточное ПО.

Методы позиционирования могут быть разделены на два вида: радиотехнические и нерадиотехнические. К радиотехническим относятся временные (ToA, TDoA, ToF), фазовые (RSPM, AoA), мощностные (итеративные алгоритмы, RSSI). К нерадиотехническим – kNN-подобные (LANDMARK; VIRE), вероятностные (фильтр Калмана, формула Байеса), с использованием кластерного анализа, метод близости.

В докладе подробно обсуждаются достоинства и недостатки всех перечисленных методов и делается вывод о целесообразности их практического использования в конкретных условиях.

Наиболее точными являются фазовые методы. Они обладают наибольшим потенциалом для развития, однако имеют ряд недостатков, заключающихся в сложности и высокой стоимости используемого оборудования.

Наиболее простыми и дешевыми для реализации являются kNN-подобные методы, однако они обладают невысокой точностью.

О.В. Смирнов, асп.; рук. Е.А. Богатырёв, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕРНИЗИРОВАННЫЙ kNN-МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТОВ, ОСНАЩЕННЫХ RFID МЕТКАМИ

Проведенный автором обзор и компьютерное моделирование ряда способов показал, что наиболее простыми и дешевыми методами для решения задачи определения координат (позиционирования) объектов является семейство kNN-методов, однако эти методы обладают значительным недостатком – низкой точностью. В докладе предлагается этот недостаток устранить, используя элементы кластерного анализа. Кратко изложим сущность предлагаемого решения.

Имеющееся множество контрольных меток описывается трехмерной матрицей данных «А». Первый столбец матрицы – разница интенсивности ответов (RSSI) между контрольными метками и отслеживаемым объектом, второй и третий столбцы – координаты контрольных меток. Задача определения местоположения отслеживаемого объекта заключается в многоэтапной кластеризации на основе k-means метода. Во всех этапах кластеризации исходная матрица «А» разбивается на кластеры. Результатом каждой кластеризации является матрица «В» центров масс кластеров. Из полученной матрицы выбирается кластер, обладающий центром масс, наименее удаленным от контролируемого объекта. Выбранный кластер записывается в формируемую новую матрицу «С». По окончании многократной кластеризации проводится усреднение столбцов матрицы С. Результатом усреднения второго и третьего столбцов являются координаты контролируемого объекта (X_E , Y_E).

Автором проведено сравнение предложенного модернизированного kNN-метода с двумя известными kNN-методами (kNN [1], VIRE [2]). Результаты моделирования показали увеличение точности практически в 3 раза по сравнению с классическим методом kNN и небольшой проигрыш по сравнению с VIRE. Из-за особенности способов, основанных на виртуальных контрольных точках (VIRE), автор доклада рекомендует применять их в комбинации с предложенным методом.

Литература

1. **Wu, Jiaqing.** Three-Dimensional Indoor RFID Localization System // Industrial and Management Systems Engineering – Dissertations and Student Research. 2012.
2. **Zhao, Yiyang, Yunhao Liu, and Lionel M. Ni.** VIRE: Active RFID-based localization using virtual reference elimination // Parallel Processing: International Conference. IEEE. 2007.

РАСЧЕТ КОМПЛЕКСНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ПО КООРДИНАТАМ НУЛЕЙ И ПОЛЮСОВ НЧ-ПРОТОТИПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМПЛЕКСНЫХ ЗАДЕРЖЕК

В докладе обсуждается расчет комплексных цифровых фильтров с использованием координат нулей и полюсов передаточной функции НЧ-прототипа.

В этом случае передаточная функция НЧ-прототипа может быть представлена в виде произведения дробно-рациональных функций первого порядка с комплексными коэффициентами.

Тогда, используя метод обобщенного билинейного преобразования [1], можно найти передаточную функцию ФНЧ (ФВЧ) в виде произведения передаточных функций цифровых звеньев первого порядка с комплексными коэффициентами. Каждый из сомножителей может быть реализован в виде предлагаемой обобщенной канонической структурной схемы. Затем эти структурные схемы соединяются последовательно.

Для преобразования структурной схемы ФНЧ (ФВЧ) в структурную схему полосового (режекторного) фильтра надо блок задержек заменить на комплексную задержку, что соответствует замене в передаточной функции звена первого порядка переменной z^{-1} на $e^{j\phi_0} z^{-1}$. Такая процедура иллюстрируется на рис. 1.

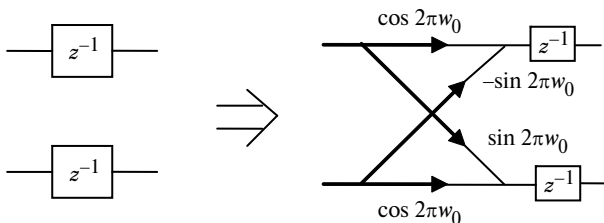


Рис. 1. Замена блока задержек на комплексную задержку

Предлагаемый метод расчета комплексного полосового (режекторного) фильтра проиллюстрирован примерами расчетов и результатами схемотехнического моделирования.

Литература

1. Гребенко Ю.А. Методы цифровой обработки сигналов в радиоприемных устройствах. М.: Издательский дом МЭИ, 2006.

И. А. Стацко, студ.; рук. П.С. Остапенков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ОДНОЦИКЛОВОГО МИКРОПРОЦЕССОРА НА ЯЗЫКЕ VHDL

В настоящее время в системах цифровой обработки сигналов все более активно стали использоваться программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Это связано с рядом важных достоинств ПЛИС: высоким быстродействием, простотой и гибкостью настройки, увеличивающимся с каждым годом объемом элементарных логических элементов, поддержкой быстродействующих интерфейсов и пр. Все более широкое распространение получает использование аппаратных и программных процессорных ядер, реализованных на ПЛИС [1].

В докладе приводятся результаты разработки модели одноциклового микропроцессора на основе MIPS архитектуры [2]. Основными задачами, рассматриваемыми в работе, являются изучение особенности реализации архитектуры MIPS процессоров и структурное описание модели микропроцессора на языке VHDL, ориентированное на дальнейшую реализацию на ПЛИС различных семейств компании «Xilinx».

Разработка проекта модели проводилась в системах автоматизированного проектирования «Active-HDL» фирмы «Aldec» и «ISE Designer Suite» компании «Xilinx».

Функциональное моделирование осуществлялось в САПР «Active-HDL».

Таким образом, в работе описана структурная схема одноциклового микропроцессора на основе MIPS архитектуры, разработана и проверена функциональная модель микропроцессора на языке VHDL, выработаны рекомендации по разработке программных ядер микропроцессоров для реализации на ПЛИС.

Литература

1. **Максфилд К.** Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы. М.: Додэка-XXI, 2007.
2. **Harris D.** Digital Design and Computer Architecture, 2d edition, USA: Morgan Kaufmann Publishers, 2012.

Д.С. Торопчин, асп.; рук. Е.А. Богатырёв, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

SC-РЕАЛИЗАЦИЯ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИБЛИОТЕКИ БАЗОВЫХ ЗВЕНЬЕВ

Доклад посвящен реализации на переключаемых МОП-конденсаторах (SC-реализации) фильтров высокого порядка в однородном базисе с использованием библиотеки базовых SC-устройств. Автором предлагается инженерная методика, позволяющая от известной передаточной функции фильтра высокого порядка в z -области перейти к SC-схеме такого устройства. Обсуждаются особенности использования передаточных функций, функциональных и эквивалентных схем в z -области базовых звеньев. Рассматривается вопрос выбора фазировки с тем, чтобы не вносить дополнительных задержек в ветви обратной связи.

В докладе рассматриваются конкретные примеры SC-реализации фильтров высокого порядка с использованием библиотеки базовых SC-устройств: сумматора, интегратора, масштабного усилителя с задержкой и т.д. Такая библиотека была создана с использованием предложенного автором оригинального подхода к анализу и синтезу устройств на переключаемых МОП-конденсаторах [1]. Суть предложенного подхода заключается в построении временных диаграмм, позволяющих составить функциональную схему SC-устройства, записать его передаточную функцию и изобразить эквивалентную схему в z -области без записи уравнений заряда [2]. Преимуществом предложенного метода является его наглядность вследствие отсутствия громоздких математических выкладок. Библиотека содержит SC-схемы базовых устройств, их функциональные схемы, передаточные функции и эквивалентные схемы в z -области.

В докладе также содержатся функциональные схемы и SC-схемы фильтров высокого порядка в однородном базисе с различными фильтровыми функциями, реализованных с использованием предложенной инженерной методики. Приводятся результаты моделирования этих устройств в программе MicroCap10. Обсуждаются особенности моделирования SC-фильтров с различными фильтровыми функциями с использованием функциональных схем базовых звеньев из библиотеки базовых SC-устройств.

Литература

1. **Торопчин Д.С.** Теоретические и практические аспекты проектирования устройств на переключаемых МОП-конденсаторах // Вестник МЭИ. 2014. № 3.
2. **Торопчин Д.С.** Об одном эффективном подходе к анализу и синтезу устройств на переключаемых МОП-конденсаторах // Радиотехнические тетради. 2012. № 48.

*А.С. Чернышов, студ.; рук-ли Е.А. Богатырёв, к.т.н., проф.;
В.А. Филатов, ст. преп. (НИУ «МЭИ»)*

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТЕМПРОФИЛЯ РЕЖИМА ГРУППОВОЙ ПАЙКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СБОРОК

В современной технологии монтажа радиоэлектронных компонентов на печатные платы весьма остро стоит задача точного контроля температуры во время пайки, поскольку диапазон допустимых отклонений весьма узок.

Современное оборудование для пайки (термопечи, паяльные станции) обязательно имеют систему управления, контроля и поддержания температуры, но контроль, как правило, проводится по температуре среды теплоносителя (воздуха, газа или пара, жала паяльника и т.п.), которая отличается от температуры в конкретном месте пайки из-за инерционности и неравномерности нагрева. Для устранения этого недостатка путем непосредственного контроля температуры в точке пайки предлагается устройство, структурная схема которого показана на рис. 1.

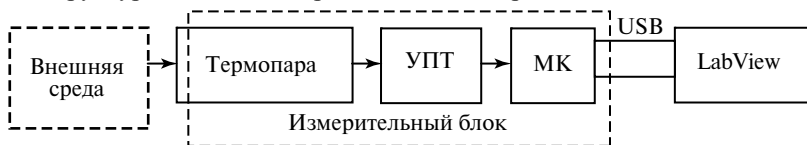


Рис. 1. Структурная схема устройства

В качестве измерителя температуры выступает термоэлектрический преобразователь (термопара) типа «К» (хромель-алюмель) с усилителем постоянного тока (УПТ), благодаря компактности которого температура определяется в точке пайки. Изменение температуры наглядно отображается в виде графика – термопрофиля. Устройство может быть подключено к компьютеру с программой LabView, используя универсальный порт передачи данных USB.

Основное отличие устройства от других аналогичных приборов – это возможность выбора точки контроля температуры самим пользователем и получение данных термопрофиля для дальнейшего анализа.

В докладе обсуждаются результаты испытаний лабораторного образца устройства для температурных измерений, выбранный интерфейс передачи данных и разработанное программное обеспечение для микроконтроллера (МК) и виртуального прибора, созданного в среде LabView.

Секция 5

АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

*Председатель секции — д.ф.-м.н., профессор В.А. Пермяков
Секретарь секции — ассистент А.Н. Пластиков*

*В.Н. Антоненко, студ.; рук-ли В.А. Пермяков, д.ф.-м.н., проф.;
А.А. Комаров, к.т.н. (НИУ «МЭИ»)*

АНАЛИЗ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА КРОМКАХ МОРСКИХ ЛЬДИН

Мониторинг ледовой обстановки на море является актуальной практической задачей. Проведено численное моделирование этой задачи с помощью метода поверхностных интегральных уравнений [1].

Постановка задачи формулируется следующим образом. Рассматривается дифракция плоской электромагнитной волны, падающей под углом к ребру диэлектрической ступеньки (ДС) с потерями [2]. Необходимо найти структуру электромагнитного поля, рассеянного ступенькой, на произвольных расстояниях от ступеньки. Большой интерес для различных практических приложений представляет решение аналогичной задачи возбуждения ДС сосредоточенным источником электромагнитных волн.

В работе проведен обширный анализ дифракции плоской электромагнитной волны на ДС на основе численного решения методом поверхностных интегральных уравнений. Исследование проведено для ступенек различной формы при наличии и отсутствии неровностей. Плоская волна падает перпендикулярно ребру ДС, а диэлектрическая проницаемость среды принята равной $\epsilon = 3 - i0,0018$, что соответствует параметрам морского льда на длине волны в свободном пространстве $\lambda = 3$ см, а также близко к характеристикам строительных материалов.

Основное внимание сосредоточено на исследовании амплитудно-фазовых характеристик поверхностных токов и эффективной поверхности рассеяния [3].

Литература

1. **Васильев Е.Н., Солодухов В.В.** Метод интегральных уравнений в задачах дифракции на полубесконечных диэлектрических структурах // Препринт №25(397). М.: ИРЭ РАН СССР. 45 с.

2. **Комаров А.А., Пермяков В.А.** Дифракция плоской электромагнитной волны на диэлектрической ступеньке // XXIII Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн», 23–26 мая 2011 г.: тезисы докладов. Йошкар-Ола: МарГТУ. 2011. Т. 3. С. 368–371.

3. **Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И.** Локационные методы исследования объектов и сред: учебник для студ. учреждений высш. проф. образования. М.: Издательский центр «Академия», 2011.

Д.В. Барабаш, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

ОПТИМИЗАЦИЯ ОБЛУЧАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА МОНОИМПУЛЬСНОЙ АНТЕННЫ

Данная научная работа является продолжением бакалаврской работы, задачами которой являлись моделирование, оптимизация и согласование разностного канала облучателя в частотном диапазоне $D1$ (620–650 МГц) [1].

Впоследствии были проведены оптимизация размеров дисков для других частотных диапазонов $D2$ (1–1,05 ГГц) и $D4$ (2,2–2,3 ГГц) и моделирование суммарного канала облучателя. Это устройство также имеет те же частотные диапазоны, крепится в центре облучателя и создает суммарную диаграмму направленности (рис. 1).

В дальнейшем предполагается оптимизировать суммарный канал облучателя во всех частотных диапазонах, провести согласование обоих каналов с питающими их коаксиальными кабелями.

Еще одной задачей будет расчет и оптимизация частотного фильтра, который будет располагаться между дисками, отвечающими за диапазоны частот $D1$ и $D2$. Целью этого фильтра является «развязка» суммарного канала в частотном диапазоне $D1$ и разностного канала в диапазоне частот $D2$. Это необходимо, так как облучатель в разностном канале $D2$ может излучать суммарную волну диапазона $D1$, которую надо подавить, закоротив щелевую антенну в диапазоне $D1$, не нарушив при этом работу разностного канала в диапазоне частот $D2$.

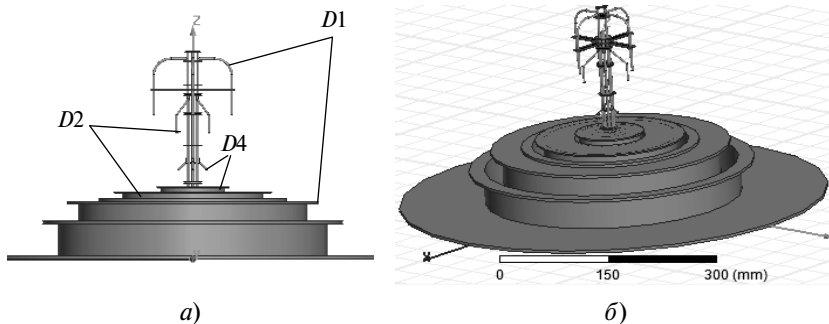


Рис. 1. Трехдиапазонный моноимпульсный облучатель

a – сечение в XZ ; b – 3D

Литература

1. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSSAnsoft. М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009.

И.В. Белькович, асп.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМЫ РАСЧЕТА ЛУЧЕВОДОВ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

В спутниковой связи есть два важнейших параметра телекоммуникационного канала с точки зрения антенной системы – добротность антенны (отношения коэффициента усиления к шумовой температуре антенны, G/T) и эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ). Оба фактора определяются усилением антенны, которое пропорционально диаметру рефлектора и частоте, и характеризуют качество приема и передачи антенны.

В настоящее время большое значение имеет задача освоения дальнего космоса. Антенны, применяемые для радиоастрономии, называются антеннами дальней космической связи. В тракте таких антенн применяются специальные системы – лучеводы. Лучеводы состоят из некоторого числа плоских и искривленных рефлекторов (зеркал), облучатель при этом выносятся из фокуса и располагается в неподвижной и доступной части антенного комплекса [1]. Таким образом, мощность от облучателя доставляется к основным рефлекторам посредством зеркал.

Лучеводная система имеет ряд очевидных преимуществ по сравнению с классическими антеннами:

- упрощение облучающей системы – облучатели располагаются в неподвижной части;
- малые потери.

Возможность одновременной работы антенны на нескольких частотах достигается путем введения частотно-селективных поверхностей (зеркал), основное назначение которых – объединение и разделение сигналов облучателей, работающих в разных частотных диапазонах [2].

Основной и наиболее эффективный метод расчета лучеводов – метод гауссовых пучков, являющийся решением параболического уравнения.

Зеркала в лучеводных системах – принципиально офсетные, т.е. с профилем, отличным от параболического, и соответственно со смещенным фокусом. Для уменьшения кроссполаризационных искажений в таких зеркалах лучевод строят согласно критерию Мизусавы [3].

Литература

1. **Mudgway D.J.** Uplink-Downlink: a History of the Deep Space Network 1957–1997. The NASA History Series, 2001.
2. **Munk B.A.** Frequency Selective Surface Theory and Design. John Wiley & Sons, INC., 2000.
3. **Mizusawa M., Kitsuregawa T.** A Beam-Waveguide Feed Having a Symmetric Beam for Cassegrain Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. November 1973. Vol. AP-21. Pp. 844–886.

А.А. Дудорова, студ.; рук. Б.Л. Коган, проф., с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

РАСЧЕТ САНИТАРНО-ЗАЩИТНОЙ ЗОНЫ АНТЕННЫ ТНА-1500

При эксплуатации передающих антенных устройств необходимо обеспечить защиту местных жителей и обслуживающего персонала от вредного действия электромагнитного излучения. Для этого проводится расчет санитарно-защитной зоны, размеры которой далее уточняются путем проведения натурных измерений плотности потока энергии.

На примере антенны ОКБ МЭИ ТНА-1500, работающей в режиме дальней космической связи, приводятся результаты расчета санитарно-защитной зоны.

Для расчета плотности потока энергии были использованы следующие данные антенны ТНА-1500 (работа в однозеркальном режиме): $D = 64$ м – диаметр апертуры; $F = 23,6$ – фокусное расстояние; $P = 10$ кВт – мощность излучателя; $f = 2,1$ ГГц – частота; $H = 40$ м – высота над землей; $h = 8$ м – высота от земли до нижней кромки; $\lambda = 0,143$ м – длина волны; $\Psi_0 = 69^\circ$ – половина угла раскрыва главного зеркала.

Согласно методическим указаниям МУК 4.3.1167-02 [1] значение плотности потока энергии апертурной антенны в произвольной точке пространства (в рамках энергетического подхода к решению задачи) определяется по формуле:

$$P_{\Sigma} = P_a + P_{\text{обл}} + P_{\text{диф}} + P_{\text{пр}}, \quad (1)$$

где P_a – апертурная составляющая; $P_{\text{обл}}$ – составляющая, определяемая излучением облучателя; $P_{\text{диф}}$ – составляющая, обусловленная токами, протекающими вблизи кромки зеркала (дифракционными токами); $P_{\text{пр}}$ – составляющая, возникающая в результате прохождения энергии сквозь основное зеркало антенны, если оно имеет решетчатую структуру.

Были рассмотрены два случая определения санитарно-защитной зоны при углах места $\alpha = 0^\circ$ и 5° .

В результате проведенных расчетов определены размеры санитарно-защитной зоны антенны ТНА-1500.

Литература

1. Методические указания МУК 4.3.1167-02 / Минздрав России. М., 2002.

Д.В. Залогин, студ.; рук. В.А. Пермяков, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МЕТОДА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Ультразвуковые преобразователи являются важной составной частью ультразвуковых устройств. В данной работе проведен анализ публикаций по принципам распространения акустических волн в твердых средах и работы электроакустических преобразователей (ЭАП). Приведены основные величины и уравнения акустического поля, на основании которых можно в дальнейшем изучить методику расчета ультразвуковых преобразователей и разработать программу расчета ЭАП для заданного диапазона частот.

Интерес представляют частоты в интервале 100 Гц – 1 МГц. При скорости продольной волны 1500 м/с заданному диапазону частот соответствует длина акустической волны 15 м – 1,5 мм. К примеру, при использовании ультразвуковой дефектоскопии при сварке длина продольной волны в стали 0,4–12 мм [1].

Пусть размеры ЭАП – единицы сантиметров. Следовательно, можно разделить заданный диапазон частот на три поддиапазона:

- 1) $100 \text{ Гц} < f \ll 50 \text{ кГц}$;
- 2) $f \approx 50 \text{ кГц}$;
- 3) $50 \text{ кГц} \ll f < 1 \text{ МГц}$.

Соответственно в низкочастотном диапазоне размер ЭАП значительно меньше длины волны, в высокочастотном диапазоне – значительно больше длины волны, в промежуточном – соизмерим с длиной волны. Отсюда следует, что по аналогии с электродинамикой схема расчета ЭАП в низкочастотном диапазоне должна опираться на квазистатику (ЭАП на сосредоточенных элементах), в высокочастотном диапазоне – на квазиоптику, в промежуточном (резонансном) диапазоне – на строгие методы расчета. Это предположение подтверждается анализом изученных источников [2, 3].

Литература

1. **Коробов А.И., Карабутов А.А., Сапожников О.А.** Ультразвуковые волны в твердых телах // Физический факультет МГУ, 2011.
2. **Auld В.А.** Acoustic fields and waves in solids // J.Wiley, 1973.
3. **Агранат Б.А., Дубровин М.Н., Хавский Н.Н.** Основы физики и техники ультразвука. М.: Высшая школа, 1987.

ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ НАВЕДЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ИСТОЧНИК КАЛИБРОВОЧНОГО СИГНАЛА, РАСПОЛОЖЕННЫЙ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ, НА ФАЗОВУЮ ОШИБКУ КАЛИБРОВКИ

Измерение угловых координат шумящих радиоисточников осуществляется корреляционно-фазовыми пеленгаторами (КФП) с помощью соответствующей обработки сигналов, приходящих на разнесенные в пространстве базовые измерительные антенны.

Для расчета углового положения радиоисточника необходимо предварительно провести предсеансную калибровку трасс распространения радиоволн с помощью контрольных пилот-сигналов, излучаемых калибровочной антенной.

Одним из факторов, влияющих на формирование фазовой ошибки, вызванной калибровкой КФП в зоне Френеля, является то, что на определенных частотах, при фиксированном расстоянии между измерительной и калибровочной антеннами, наблюдаются провалы в амплитудном распределении поля, сформированного измерительной антенной (рис. 1). Это приводит к тому, что при неточном наведении измерительной антенны на калибровочную появляется дополнительная фазовая ошибка, которую необходимо учесть для оптимизации процедуры калибровки.

В докладе определяются частоты, на которых наблюдаются максимальные фазовые ошибки, а также анализируются методы их уменьшения.

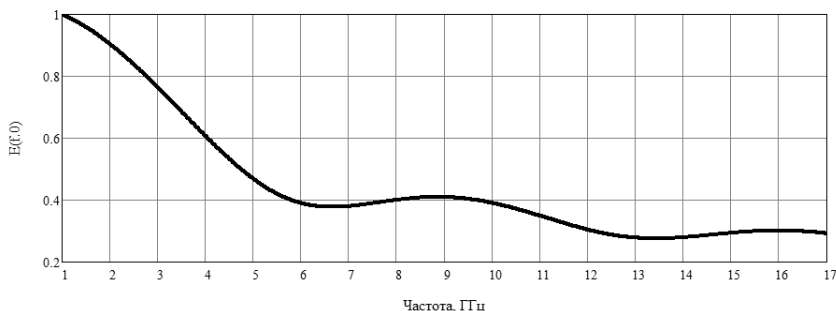


Рис. 1. Зависимость амплитуды сигнала от частоты

П.А. Клишин, студ.; В.И. Гусевский, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТЕНДА ДЛЯ НАСТРОЙКИ И ПРОВЕРКИ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Стенд АС-1 «Пика М» предназначен для проведения контроля и приемодаточных испытаний антенной системы А402Э, входящей в состав изделия «Пика М» на соответствие требованиям технических условий.

Приводятся результаты разработки автоматизированного измерительного стенда для настройки и проверки антенных решеток в X-диапазоне частот, предназначенных для работы в составе РЛС с синтезируемой апертурой.

Стенд должен быть создан в безэховой камере на полигоне ОАО ОКБ МЭИ «Медвежьи озера» на базе коллиматора, изготовленного из офсетного параболического зеркала диаметром 3,5 м с фокальным расстоянием 1,75 м. Прогнозные характеристики стенда таковы:

- уровень безэховости в измерительной зоне должен составлять не менее –30 дБ;
- размер измерительной зоны 2,2×1,0×0,5 м;
- масса испытываемых антенн не более 20 кг;
- флуктуации амплитуды не должны превышать ~0,2 дБ;
- флуктуации фазы не должны превышать 1,5–2 эл. град.;
- уровень спада амплитудного распределения за пределами прожекторного луча на расстоянии от осевой линии ~2 м должен быть порядка 25–30 дБ;
- величина отраженного сигнала от торцевых стенок не более 35 дБ;
- точность позиционирования опорно-поворотного устройства должна быть не хуже 0,1°;

Регистрация результатов измерения должна осуществляться с помощью специализированного интерфейса на компьютере.

В.И. Мандель, студ.; рук-ли В.А. Пермяков, д.ф.-м.н., проф.;
М.С. Михайлов, асс. (НИУ «МЭИ»)

МОДИФИКАЦИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА РАСЧЕТА ПЛОТНОСТИ ПОТОКА МОЩНОСТИ АНТЕНН МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

Метод параболического уравнения (МПУ) широко применяется при анализе излучения антенн над плоской либо сферической Землей, в том числе над поверхностью с переменным, медленно меняющимся профилем местности. МПУ является приближенным, так как основан на упрощении исходных уравнений Максвелла. Наиболее широко применяются два метода решения параболического уравнения: метод расщепления и конечно-разностный метод. В нашей работе рассматривается метод расщепления с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ). При реализации МПУ на верхней границе исследуемой области выбрано поглощающее граничное условие (ПГУ).

Была проведена работа по модернизации программы расчета плотности потока мощности антенны над нерегулярной земной поверхностью на основе МПУ. Изучено влияние поглощающего слоя на численное решение параболического уравнения, проведена оценка точности расчетов при использовании ПГУ. Проведено тестирование программного комплекса, включающее в себя сопоставление двух алгоритмов расчета: по методу геометрической оптики и МПУ на модели нерегулярной земной поверхности. Все проведенные исследования относились к случаю, когда трехмерная по постановке задача решалась с использованием одномерного ПУ. В этом случае излучение антенной решетки из вертикальных вибраторов решается следующим образом: ведется расчет поля от одной линейки вибраторов, а далее суммируются поля от отдельных линеек с учетом фазовых сдвигов токов излучателей в линейках.

В последнее время асс. М.С. Михайловым был реализован прямой метод решения трехмерной задачи с использованием двумерного ПУ и преобразования Фурье по поперечным координатам. В этом случае отпадает этап суммирования полей и необходимое при этом запоминание большого объема информации на шаге интегрирования. В результате время расчета трехмерной задачи с использованием двумерного БПФ оказывается меньше, чем в методе суммирования. В работе обсуждаются особенности реализации ПГУ при решении трехмерной задачи с использованием двумерного ПУ и приводятся результаты численных исследований.

*А.Н. Мошурa, асп.; рук-ли Е.П. Смирнов, к.т.н.;
В.И. Гусевский, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

ВСТРОЕННАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА АФАР

В данной работе рассматривается вариант построения системы встроенного автоматизированного контроля (АСК) рабочих характеристик активной фазированной решетки (АФАР), которыми являются диаграмма направленности антенны, излучаемая мощность зондирующих сигналов, а также точность выставления пространственного положения сканирующего луча. Флуктуация характеристик устройств, входящих в приемно-передающие модули, являются основными причинами деградации характеристик АФАР [1].

Исходя из вышесказанного для контроля и компенсации ошибок, возникающих из-за деградации характеристик АФАР, необходима АСК антенно-аппаратного комплекса (ААК) с глубиной до отдельного элемента. Результатом работы АСК ААК являются указания по калибровке АФАР, которые гарантируют стабильность работы в течение всего жизненного цикла изделия. Данная система предусматривает наличие схемы передачи и приема пилот-сигналов, которые подмешиваются в приемно-передающие модули АФАР. Предлагаются два алгоритма работы АСК ААК для анализа деградации амплитудно-фазового распределения и выявления нестабильно работающих элементов по апертуре антенны путем измерения относительных и абсолютных значений комплексного коэффициента усиления приемно-передающих каналов при реализации схемы распределения пилот-сигналов. Особенностью одного из предложенных алгоритмов является минимальное время, которое необходимо затратить для вычисления комплексного коэффициента усиления каждого приемно-передающего канала, что позволит осуществлять непрерывный контроль параметров АФАР. Особенностью же другого алгоритма является возможность зафиксировать ошибки аналоговых фазовращателей и аттенуаторов во всех возможных состояниях, что дает возможность оценить параметры диаграммы направленности АФАР при формировании всех возможных положений лучей в приемном и передающем режимах, однако данный алгоритм требует больших по сравнению с первым временных затрат.

Литература

1. **Erik Lier, Michael Zemlyansky, Dan Purdy, David Farina.** Phased array calibration and characterization based on orthogonal coding: Theory and experimental validation. // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. 2010. Pp. 271–278.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕННЫМ СПЕКТРОМ В КАНАЛЕ С ДИСПЕРСИЕЙ

Для сигналов с расширенным спектром (СРС) важной является задача исследования эффекта дрожания фазы элементов из-за частотной зависимости фазовой задержки при их распространении в ионосфере [1]. Разность фазовых задержек (дрожание фазы) [2] можно рассчитать по формуле

$$T_p = \tau_p - \tau_{p0} = \frac{\int \tau_g(\bar{f}, F) dF}{F} - \tau_g(\bar{f}), \quad (1)$$

где τ_p , τ_{p0} – фазовая задержка при наличии и отсутствии фазовой дисперсии (групповая задержка не зависит от частоты) соответственно; $\tau_g(\bar{f})$ – групповая задержка.

Результаты исследования величины дрожания фазы при широкополосных скачках частоты в случае радиосигналов с квазизенитным распространением представлены в табл. 1.

Таблица 1

Величины дрожания фазы для дневного времени суток, мкс

\hat{f} B_c , МГц	0,5	0,6	0,7	0,8
0,1	0,1	2,25	5,15	9,3
0,2	0,2	4,5	10,3	18,6
0,5	0,5	11,25	25,75	46,5
1	1	22,5	51,5	93

Результаты исследований данной задачи позволяют заключить, что величина дрожания фазы увеличивается: при переходе от дня к ночи, при увеличении полосы канала и с приближением частоты к максимально применимой (МПЧ) B_c .

Литература

1. **Иванов Д.В.** Искажения в ионосфере дециметровых сигналов с псевдослучайной рабочей частотой // Радиотехника и электроника. 2006. 815 с.
2. **Рябова М.И.** Синтез и исследование дисперсионных характеристик высокочастотных радиоканалов для случая квазизенитного распространения радиоволн // Вестник МарГТУ. Йошкар-Ола. 2011. Т. 13. № 3. С. 36–45.

С.Ю. Пашаев, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

ВОЛНОВОДНЫЙ ПОЛЯРИЗАТОР, ОБЪЕДИНЕННЫЙ С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ СЕЛЕКТОРОМ, В ПОЛОСЕ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 18–26 ГГц

Целью работы было моделирование и тестирование ранее разработанного типа волноводного устройства, являющегося объединением волноводного поляризатора и селектора поляризаций. Устройство должно преобразовывать электромагнитные сигналы круговой поляризации, поступающие в антенну, в сигналы линейной поляризации на выходе устройства, причем сигналы правой и левой круговых поляризаций должны приходить на разные выходы устройства. Работает устройство в узкой полосе частот. Устройство представляет собой Т-образное разветвление прямоугольных волноводов в плоскости H , к которому по широкой стенке в плоскости симметрии присоединен круглый волновод (рис. 1). Проектирование основано на результатах статьи [1].

Расчет устройства электродинамического моделирования и оптимизации волноводного устройства проводился с использованием пакета программ HFSS [2].

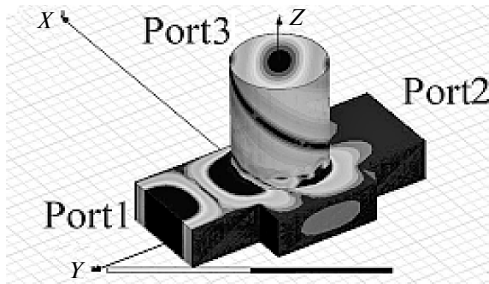


Рис. 1. Модель волноводного устройства

Для реализации широкополосного варианта устройства были использованы результаты дипломного проекта Е.А. Апполонского, в котором проведена оптимизация турникетного соединения волноводов. В дальнейшем предполагается оптимизировать геометрию двух закороченных отрезков волноводов, расположенных с противоположных сторон в турникетном соединении.

Литература

1. **Novel** compact waveguide dual circular polarizer / Chao Chang, Sami Tantawi, Sarah Church et al. // Progress In Electromagnetics Research. 2013. Vol. 136. P. 1–16.
2. **Банков С.Е., Курушин А.А.** Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. М.: НИИП «РОДНИК», 2009 г.

Р.А. Секунов, студ.; рук. В.А. Пермяков, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

О ФОРМИРОВАНИИ ЛОКАЛИЗОВАННОЙ ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ

В ряде практических приложений возникает необходимость создания структуры электромагнитного поля в ограниченной области открытого пространства. В докладе рассмотрена возможность формирования такой структуры поля при использовании передающей зеркальной антенны либо антенной решетки и отражающего экрана.

Постановка задачи формулируется следующим образом. Рассматривается излучение прямоугольной апертуры, расположенной вертикально или под наклоном к земной поверхности. В пределах зоны Френеля антенны располагается экран, отражающий электромагнитные волны. Тем самым над земной поверхностью создается открытый резонатор, поле которого локализуется в пространстве между передающей антенной, экраном и земной поверхностью. При использовании в качестве излучателя прямоугольного раскрыва поле в зоне Френеля можно найти в приближении физической оптики, используя интеграл Кирхгофа [1]. В случае излучения фазированной антенной решетки (ФАР) расчет поля в зоне Френеля ФАР можно провести, полагая, что задана диаграмма направленности элемента решетки, т.е. расчетная область располагается в дальней зоне элемента ФАР, но в промежуточной зоне ФАР в целом [2]. В качестве формирователя отраженного поля могут быть применены плоские или неплоские экраны, а также отражательные АР.

В работе приведены примеры расчета локализованных электромагнитных полей при различных вариантах устройств, формирующих электромагнитное поле.

Литература

1. **Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П.** Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Советское радио, 1979. 374 с.
2. **Пермяков В.А., Михайлов М.С.** Расчет энергетических характеристик активной фазированной антенной решетки над плоской земной поверхностью // Радиотехника. 2013. № 10. С. 83–88.

В.Н. Селезнёв, асп.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

ОБЛУЧАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ НАЗЕМНЫХ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН, ВХОДЯЩИХ В СОСТАВ КОМПЛЕКСОВ СИСТЕМЫ «КОСПАС-САРСАТ»

Данная работа является продолжением разработки зеркальных антенных систем, входящих в состав международной спутниковой поисково-спасательной системы «Коспас-Сарсат», разработанной для оповещения о бедствии и местоположении персональных радиобуев и радиобуев, установленных на судах и самолетах в случае аварийных ситуаций. Закончено моделирование и оптимизация облучающего устройства, выпущена конструкторская документация на устройство с целью его дальнейшего серийного изготовления, изготовлено шесть образцов и проведены измерения характеристик в составе зеркальных антенных систем. В результате расчета разработано устройство, позволяющее вести прием информации во всех рабочих диапазонах частот одновременно. Особое внимание при расчетах уделялось оптимизации ДН. В результате расчета получены удовлетворительные результаты, которые полностью подтвердились в ходе экспериментальных исследований на изготовленных образцах устройства. Результирующие расчетные ДН в одном из рабочих диапазонов частот приведены в данном докладе (рис.1). В остальных диапазонах частот ДН имеют незначительные отличия в окрестностях нуля.

Облучающее устройство работает в приемном режиме в следующих диапазонах частот:

(1544,5 ± 5) МГц – поляризация сигналов круговая левая;

1570–1615 МГц – поляризация сигналов круговая правая;

(2226,5 ± 5) МГц – поляризация сигналов круговая левая.

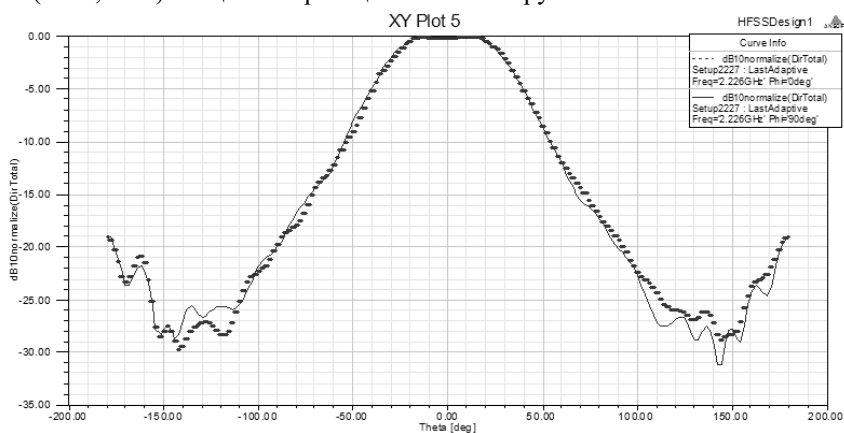


Рис. 1. Расчетные ДН облучающего устройства

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЙ

В спутниковых системах ДЗЗ изображения поверхности Земли накапливаются в бортовом запоминающем устройстве и при пролете наземного пункта передаются на Землю по высокоскоростной радиолинии Космос–Земля. В настоящее время стандартная скорость передачи информации в радиолиниях X-диапазона не превышает 300 Мбит/с, и существуют отдельные решения, позволяющие добиться скоростей до 800 Мбит/с с использованием поляризационного разделения. Однако повышение разрешающей способности аппаратуры ДЗЗ требует значительного увеличения пропускной способности радиолинии Космос–Земля.

Повышение пропускной способности радиолинии может быть достигнуто за счет использования многопозиционной модуляции, а также различных методов разделения каналов. Однако для достижения гигабитных скоростей требуется переход к более высоким частотным диапазонам, где регламентом радиосвязи [1] выделены более широкие полосы для связи со спутниками ДЗЗ. В частности, в К-диапазоне выделена полоса 25,5–27 ГГц, где возможно повышение пропускной способности в четыре раза относительно X-диапазона с полосой 375 МГц.

В работе исследован вопрос о целесообразности использования К-диапазона для повышения пропускной способности радиолиний. Проведенный согласно рекомендациям МСЭ [2] расчет суммарного затухания в спутниковой радиолинии показывает, что при малых углах места ЗС потери в газах и гидрометеорах в К-диапазоне значительно превышают аналогичные потери в X-диапазоне. При этом для повышения пропускной способности радиолинии в X-диапазоне в четыре раза (при использовании КАМ-16) достаточно повысить энергетику радиолинии на 8 дБ [3]. Таким образом, несмотря на то, что максимально допустимая ЭИИМ в К-диапазоне повышается на 17 дБ, разность суммарных потерь в радиолинии настолько велика, что с точки зрения энергоэффективности переход на более высокие частоты оказывается выгодным не во всех случаях.

Литература

1. **Radio Regulations**. Edition of 2012.
<http://www.itu.int/pub/R-REG-RR-2012> (дата обращения 18.10.2014).
2. **Рекомендации МСЭ-R** P: 531-12, 532-1, 525-2, 618-11, 676-10, 834-6, 835-5, 836-5, 837-6, 838-3, 839-4, 840-6, 1815-1.
<http://www.itu.int/rec/R-REC-P/en> (дата обращения 18.10.2014).
3. **Тепляков И.М.** Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: учеб. пособие. М.: МИЭТ, 2003. – 264 с.

Секция 6

РАДИОЛОКАЦИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Председатель секции — к.т.н., доцент Т.С. Жутяева

Секретарь секции — аспирант А.С. Левченко

П.А. Бевз, студ.; рук. Т.С. Жутяева, доц., к.т.н. (НИУ «МЭИ»)

АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ КРУПНОГО ПАССАЖИРСКОГО САМОЛЕТА

Цель работы – изучение, анализ и оптимизация основного навигационного оборудования и системы посадки крупного пассажирского самолета.

Посадка самолета – одно из самых сложных действий для пилота. От качества работы приборов навигации и посадки зависит жизнь экипажа и пассажиров. Бортовая автономная система посадки самолета включает в себя два основных прибора для осуществления автономной посадки самолета: КУРС МП-2 (КУРС МП-70), радиовысотомер РВ-5М. Навигационно-посадочная аппаратура КУРС МП-2 предназначена для обеспечения полетов по сигналам всенаправленных наземных радиомаяков международной системы ближней навигации и для выполнения предпосадочных маневров и заходов на посадку по сигналам посадочных радиомаяков международной системы, применяемой в России. Радиовысотомер РВ-5 предназначен для непрерывного автоматического измерения истинной высоты полета самолета в любых метеоусловиях днем и ночью и выдачи экипажу:

- визуальных данных о текущей высоте на стрелочный прибор;
- звукового и светового сигналов о пролете самолета заранее установленной летчиком заданной высоты;
- светового сигнала об отказе радиовысотомера.

Литература

1. **Бакулев П.А., Сосносский А.А.** Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2011.
2. **Крючков В.Л.** Методические указания к лабораторной работе «Аппаратура навигации и посадки КУРС МП-70». СПб., 1998.
3. **Давыдов П.С., Иванов П.А.** Эксплуатация авиационного радиоэлектронного оборудования: М.: Транспорт, 1990.

Р.О. Болдинов, студ.; рук. А.И. Баскаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ВЛИЯНИЕ ТИПА И ПОРЯДКА ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА ПРИЕМНОГО ТРАКТА ГИДРОЛОКАТОРА БОКОВОГО ОБЗОРА НА ИСКАЖЕНИЯ ЛЧМ-СИГНАЛА

Как известно [1], для неискаженного приема и обработки сигнала в приемном тракте гидролокатора бокового обзора параметры полосового фильтра (ПФ) должны удовлетворять определенным требованиям. Отсюда возникает проблема выбора типа и порядка ПФ в цепи приемного тракта. Основные характеристики ПФ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), фазочастотная (ФЧХ) характеристика или групповое время запаздывания. Чем выше порядок фильтра, тем больше форма его АЧХ стремится к прямоугольной, однако это приводит к увеличению нелинейности ФЧХ фильтра. Чем больше форма ФЧХ отдалается от линейной, тем сильнее проявляются паразитные дисперсионные свойства фильтра, влияющие на групповое время запаздывания сигнала на выходе фильтра [2]. Это явление может существенно исказить форму автокорреляционной функции (АКФ) сигнала после согласованной обработки.

В настоящей работе проведено моделирование влияния двух типов наиболее часто используемых полосовых фильтров – Баттерворта и Чебышева 2, 4, 6 и 8-го порядков, реализованных на основе операционных усилителей на АКФ ЛЧМ-сигнала.

Также сделана оценка влияния указанных выше фильтров на изображенные смоделированной поверхности дна.

В результате проведенного исследования был определен тип и порядок фильтра, который наименьшим образом влияет на искажение АКФ ЛЧМ-сигнала.

Литература

1. **Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И.** Локационные методы исследования объектов и сред. М.: Академия, 2011.

2. **Справочник по гидроакустике / А.П. Евтютов, А.Е. Колесников, Е.А. Корепин и др.** 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Судостроение, 1988. – 552 с.

ВЫБОР СПЕКТРАЛЬНОГО ДИАПАЗОНА И УДАЛЕНИЕ ФЛУОРЕСЦЕНТНОГО ФОНА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА КОМБИНАЦИОННОГО РАССЕЙНИЯ В ЗАДАЧАХ ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ

Одним из наиболее актуальных и перспективных методов лазерной диагностики объектов органического происхождения является метод комбинационного рассеяния (рассеяния Рамана). Метод позволяет зарегистрировать спектральный отклик исследуемого объекта на лазерное возбуждение, содержащий в себе спектральные линии, зависящие от физико-химических свойств объекта.

При взаимодействии лазерного излучения с молекулярными объектами возникают сложные процессы перераспределения получаемой энергии с заселением колебательно-вращательных уровней молекулы. Это приводит к возникновению одновременно нескольких типов взаимодействия лазерного излучения с веществом. Как следствие, спектральный отклик исследуемого объекта содержит в себе не только линии спектра комбинационного рассеяния, но и спектр флуоресценции. При этом интенсивность флуоресценции может на порядки превышать интенсивность линий спектра КР.

Для получения максимальной интенсивности комбинационного рассеяния целесообразно проведение измерений в УФ диапазоне, так как интенсивность КР обратно пропорциональна четвертой степени длины волны лазерного возбуждения [1]. При этом флуоресцентный фон может быть удален с использованием методов, построенных на аппроксимации фона [2] или на свойстве независимости спектральных линий рассеяния Рамана от длины волны возбуждения [3].

С другой стороны, проведение измерений возможно и в ИК диапазоне, так как для него интенсивность флуоресценции значительно ниже в сравнении с видимым и УФ диапазонами [4]. Недостатком ИК диапазона является увеличение сдвига спектральных линий от линии возбуждения.

Литература

1. **Скворцов Л.А.** Лазерные методы обнаружения следов взрывчатых веществ на поверхностях удаленных объектов // Квантовая электроника. 2012. № 1.
2. **L. Nagli, M. Gafit.** Absolute Raman cross-sections of some explosives: Trend to UV// DOI:10.1016/j.optmat.2007.11.01.
3. **Iacopo Osticioli.** Fluorescence and Raman spectra on painting materials: reconstruction of spectra with mathematical methods // J. Raman Spectrosc. 2006. 37.
4. **M. Gnyba.** Portable Raman spectrometer – design rules and applications // DOI: 10.2478/v10175-011-0040-z.

А.А. Крылов, студ.; рук. А.В. Дворкович, д.т.н. (НИУ «МЭИ»)

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА, БАЗИРУЮЩЕГОСЯ НА СТАТИСТИЧЕСКОМ АНАЛИЗЕ КОВАРИАЦИИ

Цифровизация информационных систем подразумевает увеличение как объема передаваемой информации, так и быстродействия этих систем. Совершенствование отдельных этапов работы системы позволяет поднимать качество работы системы в целом.

В работе рассмотрен алгоритм предварительного обнаружения сигнала перед началом синхронизации. Синхронизация является вычислительно сложным процессом, поэтому предварительное обнаружение сигнала позволяет снизить требования к производительности приемного оборудования.

Исследуемый алгоритм базируется на построении ковариационной матрицы сигнала [1]. Плюсы данного алгоритма заключаются в том, что для определения наличия или отсутствия сигнала не нужно заранее знать ни статистических параметров сигнала, ни параметров спектра сигнала, ни отношения сигнал/шум (SNR) на входе приемника. В то же время минусом данного алгоритма является неспособность определять тип обнаруженного полезного сигнала.

Данный алгоритм реализован в среде программирования MatLab. Работоспособность алгоритма исследована на модели системы РАВИС [2], позволяющей задавать различные искажения сигнала при распространении и приеме (многолучевость, частотные и временные замирания, гауссовский шум).

Проанализировано влияние на точность определения наличия сигнала таких параметров алгоритма, как частота дискретизации сигнала, объем выборки, фактор сглаживания, вероятность ложного обнаружения.

Литература

1. **Yonghong Zeng, Ying-Chang Liang.** Spectrum-Sensing Algorithms for Cognitive Radio Based on Statistical Covariances // IEEE Transactions on vehicular technology. May 2009. Vol. 58. No. 4.
2. **Дворкович В.П., Дворкович А.В.** Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). М.: ТЕХНОСФЕРА, 2012.

П.С. Кузнецов, асп.; рук. А.В. Суетенко, д.т.н., с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

О НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМАХ РЕАЛИЗАЦИИ ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА ГЕТЕРОДИНА В КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФАЗОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРАХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В докладе [1] сообщалось о разработанном в НИУ «МЭИ» новом типе измерительного комплекса на базе корреляционного фазового пеленгатора (ИК КФП), работающего в широком диапазоне частот и позволяющего измерять как координатные, так и некоординатные параметры орбитальных объектов.

При разработке ИК КФП неизбежно возникает проблема передачи сигнала гетеродина к приемникам каналов коррелятора с сохранением фазовой стабильности в трактах, так как антенные посты разнесены на десятки метров друг от друга. Существует несколько путей ее решения, наиболее простым из которых является использование отдельных синхронизированных гетеродинов в каждом из каналов. В ИК КФП предыдущих поколений [2] данный вопрос решался применением коаксиального кабеля с высокими показателями качества (стабильность фазы, малое затухание сигнала). В докладе рассматривается новое конструктивное решение – передача сигнала гетеродина по ВОЛС. Современная элементная база [3, 4] делает эту задачу разрешимой, а так как оптический канал связи обладает малой неравномерностью АЧХ в требуемой полосе частот, это решение можно считать перспективным.

В предлагаемом докладе рассматриваются варианты реализации гетеродинного тракта в КФП диапазона СВЧ, приводятся результаты исследования действующего образца такого тракта на базе ВОЛС. Проводится анализ проблем, требующих разрешения при каждом из вариантов реализации тракта передачи сигнала гетеродина. В заключение рассматривается задача выбора оптимального конструктивного решения применительно к тем или иным поставленным перед ИК КФП задачам.

Литература

1. **Кузнецов П.С.** Контрольно-измерительный комплекс на базе фазового корреляционного пеленгатора для диапазона 1,0–18,0 ГГц // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014.
2. **Мониторинг** космических объектов на основе применения корреляционно-фазовых пеленгаторов / под ред. А.С. Чеботарева. М.: Физматлит, 2011.
3. **10 MHz – 18 GHz Fiber Optic Link. Data Sheet.** // Miteq Inc., 2012.
4. **Белов Л.А.** Преобразователи частоты // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2004. № 2.

А.С. Левченко, асп.; рук. А.В. Дворкович, д.т.н. (НИУ «МЭИ»)

ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛА, ПРОШЕДШЕГО ЧЕРЕЗ МНОГОЛУЧЕВОЙ КАНАЛ РАСПРОСТРАНЕНИЯ, УЧИТЫВАЮЩИЙ МУЛЬТИПЛИКАТИВНУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ШУМА

В современных цифровых системах телевидения, радиовещания и связи широко используется ортогональное частотное разделение каналов с кодированием (COFDM). В таких системах применяется мягкая демодуляция: демодулятор вместо жестких решений для каждого принимаемого бита формирует логарифм отношения правдоподобия (далее – LLR). При этом в современной литературе LLR определяется [1] как

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \exp\left(-\frac{|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma^2}\right)}{\sum_{k: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \exp\left(-\frac{|\dot{y} - \dot{x}_k \dot{H}|^2}{\sigma^2}\right)}.$$

В качестве одного из методов повышения эффективности COFDM-систем предлагается при демодуляции с мягкими решениями учитывать мультипликативную составляющую ошибки, возникающую из-за неточного знания комплексного коэффициента передачи многолучевого канала \dot{H} . Было получено следующее выражение для LLR:

$$LLR(i) = \log \frac{\sum_{j: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_j \text{ равен } 0} \exp\left(-\frac{|\dot{y} - \dot{x}_j \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_j|^2}\right)}{\sum_{k: \text{бит } i \text{ символа, соотв. } \dot{x}_k \text{ равен } 1} \exp\left(-\frac{|\dot{y} - \dot{x}_k \dot{H}|^2}{\sigma_N^2 + \sigma_H^2 |\dot{x}_k|^2}\right)},$$

где σ_H^2 – дисперсия ошибки оценки комплексного коэффициента передачи канала \dot{H} .

Для системы цифрового эфирного вещания РАВИС [2] было проведено моделирование с использованием стандартного демодулятора и демодулятора, работающего по полученному выражению. Моделирование показало, что предложенный демодулятор дает энергетический выигрыш относи-

тельно стандартного при модуляции 16-QAM и 64-QAM, причем выигрыш от его использования увеличивается при использовании сигнальных созвездий более высоких порядков. В системах, где возможно определить дисперсию ошибки оценки \dot{H} , применение данного демодулятора целесообразно в силу простоты его реализации.

Литература

1. **Meng Li.** Design, implementation and prototyping of an iterative receiver for bit-interleaved coded modulation system dedicated to DVB-T2. Signal and image processing. Telecom Bretagne, Universite de Bretagne-Sud, 2012.
2. **Дворкович В.П., Дворкович А.В.** Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). М.: Техносфера, 2012.

Д.Е. Матвеева, студ.; Р.И. Зарипов, инж.;
рук. В.Н. Третьяков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

УСТРОЙСТВО СОПРЯЖЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫМ КОМПЛЕКСОМ ЖИЗНЕОБЕСПЕЧЕНИЯ С ПЕРИФЕРИЙНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Специализированные комплексы жизнеобеспечения требуют в своем составе применения высоконадежных, отказоустойчивых элементов и устройств. Как правило, в таких комплексах используются периферийные устройства: силовые электроклапаны, насосы, нагреватели и др, которые управляются напряжением порядка 27 В. Система управления, состоящая из микросхем, не может работать напрямую с периферийными устройствами. Для обеспечения возможности работы системы управления с периферийными устройствами комплекса жизнеобеспечения (получать информацию о показаниях давления, температуры, об аварии и т.п.) используют устройства сопряжения. Традиционно в таких устройствах применяются электромагнитные реле с большим током переключения – контакторы. Число переключений контакторов ограничено и в экстремальных условиях не исключено их залипание или подгорание с потерей контакта.

В настоящее время появились твердотельные реле, которые имеют более высокие показатели по надежности по сравнению с электромагнитными. В докладе представлена разработка устройства сопряжения на твердотельных реле со встроенным автоконтролем [1]. Для дополнительного повышения надежности системы управления в устройстве сопряжения обеспечивается резервирование твердотельного реле [2]. Кроме того, в данной разработке введена встроенная схема автоконтроля. За счет этой схемы система управления в реальном времени оценивает работоспособность устройства сопряжения вплоть до конкретного твердотельного реле. Примененное схемотехнически частичное резервирование в устройстве сопряжения позволяет оперативно осуществлять перекоммутацию в устройстве при отказе одного или двух реле. Представленная разработка обеспечивает высокие показатели отказоустойчивости и надежности.

Литература

1. **Технический** проект. Пояснительная записка. Разработка пультов управления систем «Астра-35-А1», «Астра-35-А2» и «Маис-35-А1». 2013 – 91 с.
2. **Волошин С.И.** Отечественным твердотельным реле – быть! // Компоненты и технологии. 2004. № 3. С. 14–19.

ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ТРАКТА ПРИ НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЕ ТЕСТОВОГО СИГНАЛА

Появившийся в современных программно-определяемых радиосредствах [1] аналого-цифровой тракт (АЦТ) вследствие различных технологических особенностей производства микросхем и активных элементов обладает нелинейной передаточной функцией. Наличие в тракте прохождения сигнала аналого-цифрового преобразователя (АЦП) вносит особенности в возможность уменьшения помех нелинейности путем цифровой коррекции передаточной функции тракта. Структурная схема типового АЦТ с точки зрения нелинейности амплитудной характеристики представлена на рис. 1. Здесь обозначено: LA – линейный усилитель; NE – нелинейный элемент; ADC NE – нелинейность дискретизатора АЦП; LQ – линейный квантователь; DSP – модуль цифровой обработки сигналов.

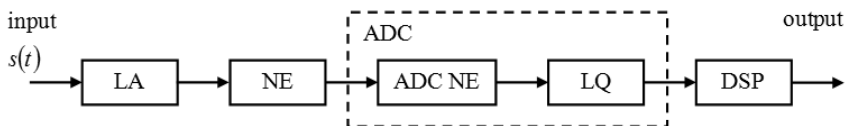


Рис. 1. Структурная схема нелинейного аналого-цифрового тракта

Уменьшить величину нелинейности АЦТ и соответственно уменьшить уровень помех нелинейности при приеме сигналов возможно путем цифровой коррекции нелинейности квантователя и нелинейности АЦТ в целом. Цифровая коррекция нелинейности заключается во введении в цифровой части тракта прохождения сигнала искусственной нелинейности, при которой совокупная характеристика преобразования нелинейного АЦТ и корректирующего нелинейного элемента становится более линейной. В работе рассмотрен алгоритм цифровой коррекции нелинейности аналого-цифрового тракта, основанный на измерении нелинейности при помощи гармонического сигнала. Получены аналитические выражения, позволяющие обеспечить независимость качества коррекции от начальной фазы измерительного сигнала. Приведены результаты работы синтезированного алгоритма, подтверждающие его работоспособность и эффективность.

Литература

1. Van der Perre L., Craninckx J., Dejonghe A. Green Software Defined Radios: Enabling seamless connectivity while saving on hardware and energy. Springer, Softcover reprint of hardcover 1st ed., 2009.

ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ НАЗЕМНОГО ВЕЩАНИЯ ПРИ МОБИЛЬНОМ ПРИЕМЕ С ПОМОЩЬЮ ПОВОРОТА СОЗВЕЗДИЯ

В настоящее время актуальна задача обеспечения высокого качества и устойчивости приема [1]. Реализованный в данной работе метод поворота сигнального созвездия позволяет улучшить качество приема в условиях многолучевого распространения.

Основная идея поворота сигнального созвездия заключается в том, что при вращении точки созвездия проецируются по обеим осям таким уникальным образом, что каждая ось несет информацию, достаточную для демодуляции точек QAM, даже если информация по одному из измерений будет утеряна. Расстояние между точками созвездия на каждой оси неравномерно в результате действия поворота на углы, определенные в спецификациях (рис. 1) [2].

Точки созвездия изменяются за счет вектора вращения:

$$R_{QD} = e^{j \frac{2\pi\phi}{360}} \quad (1)$$

где ϕ – угол поворота сигнального созвездия.

Для использования преимущества поворота сигнального созвездия необходимо произвести циклический сдвиг по координате Q на один QAM-символ в каждом помехозащищенном кадре данных. Все точки созвездия, имеющие небольшие расстояния на одной оси, разделены на большие расстояния на другой оси. Этот компромисс предлагает самое большое комбинированное расстояние.

В результате моделирования и последующего анализа разработанного демодулятора с поворотом сигнального созвездия и циклической задержкой показано, что наиболее заметный положительный эффект получается при работе на многолучевом канале при типе модуляции QPSK.

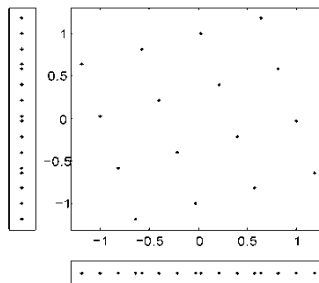


Рис. 1. Сигнальное созвездие 16-QAM после вращения, произведенного умножением созвездия на вектор вращения с $\phi = 16,8$

Литература

1. ГОСТ Р 54309–2011. Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС).
2. Julian Metzger. Variance of DVB-T2 Performance Gains over different channels. Bachelorarbeit. Universitat des Saarlandes. 15.06.2009.

О.В. Павлович, студ.; рук. В.И. Гусевский, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОБЗОР СОВРЕМЕННОЙ ТЕХНИКИ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

В последнее время получили интенсивное развитие антенны с обработкой сигнала. Составной частью этого класса антенн являются адаптивные антенные решетки с цифровым формированием диаграмм направленности (ДН) – цифровые антенные решетки (ЦАР), в которых сигнал, принятый каждым элементом решетки, преобразуется в цифровой код, а формирование диаграммы направленности и дальнейшая обработка сигнала проводятся в специализированном вычислителе [1].

Целью данной работы является исследование существующей техники адаптивных цифровых фазированных антенных решеток с целью усовершенствовать новую.

В докладе рассмотрено развитие адаптивных решеток, проанализированы схемные варианты построения. Приведено сравнение современных адаптивных антенных фазированных систем. Показаны недостатки и преимущества таких систем.

Продемонстрировано исследование алгоритмов подавления активных помех, действующих на антенную систему, с использованием метода апертурных ортогональных полиномов (АОП). Метод АОП имеет ряд своих особенностей. Прежде всего, он ориентируется только на фазовое управление распределением поля в антенном раскрытии, так как это наиболее просто реализуемый с практической точки зрения способ управления положением и формой ДН. Во-вторых, метод АОП основан на глобальном способе формирования фазовых распределений путем создания пространственных гармоник фазового распределения поля в пределах всего плоскоугольного раскрытия антенны произвольной формы [2].

Также метод АОП эффективен при формировании секторных провалов в ДН [3], обеспечивающих подавление широкополосных помех.

Литература

1. **Проблемы** антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989.
2. **Гусевский В.И., Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф.** Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. М.: Сайнс-пресс, 2005.
3. **Монзинго Р.А., Миллер Т.У.** Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь. 1986; М.: Радиотехника, 2004.

И.Б. Прохоров, студ.; рук. А.В. Дворкович, д.т.н. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ КВАНТОВАНИЯ ДЛЯ ВИДЕОКОДЕКА НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТОВ

Целью работы является совершенствование алгоритма квантования для кодека с вейвлет-преобразованием [1]. В разрабатываемом кодеке используется трехканальный вейвлет-базис, что дает не четыре частотных полосы (при двумерном преобразовании), как в большинстве кодеков, а девять. Анализ проводится на первом уровне декомпозиции, однако в будущем возможна адаптация для работы со вторым уровнем.

Процесс квантования напрямую влияет на размер и качество результирующего изображения. Самая простая версия – равномерный квантователь – использует единый шаг квантования на всем диапазоне вейвлет-коэффициентов. В улучшенном алгоритме квантованные значения коэффициентов в каждом диапазоне приравниваются к среднему арифметическому всех коэффициентов в этом диапазоне, однако это требует передачи квантованного значения для каждого диапазона. Для дальнейшего анализа были построены распределения коэффициентов по полосам вейвлет-декомпозиции [2]. На основе оценки распределений был разработан алгоритм, определяющий поправку к равномерному квантователю для более точного восстановления коэффициентов. В результате для корректного декодирования необходимо передать только одно значение поправки квантования, что позволяет снизить объем передаваемых данных при сохранении качества восстановленного изображения. Также был реализован алгоритм разбиения частотных полос на блоки, что позволяет обрабатывать разные части изображения независимо друг от друга, получая разные параметры и повышая качество. Такая поблочная обработка позволяет параллелизировать процесс обработки изображения.

Разрабатываемый кодек позволяет достичь качества, близкого к кодеку MPEG-4/AVC при той же степени сжатия, требуя при этом гораздо меньших вычислительных ресурсов.

Литература

1. **Дворкович В.П., Дворкович А.В.** Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). – М.: Техносфера, 2012. – 1008 с.
2. **Stéphane G. Mallat A.** Wavelet Tour of Signal Processing. Academic Press, 1999.

А.Е. Розанов, асп.; А.А. Макаров, студ.;
рук. О.В. Чернойров, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОЦЕНКА ДИСПЕРСИИ СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В реальных каналах передачи информации существенное ухудшение характеристик информационных систем обусловлено влиянием как аддитивных помех, так и модулирующих (мультипликативных) искажений. В этой связи актуальной является задача оценки параметров импульсных сигналов со случайной субструктурой, принимаемых на фоне мешающего гауссовского белого шума $n(t)$. Под такими сигналами будем понимать стохастические сигналы вида

$$s(t) = \xi(t) f(t) I[(t - \lambda_0)/\tau_0], \quad (1)$$

где $I(x) = 1$ при $|x| \leq 1/2$ и $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$, $f(t)$ – функция, описывающая форму импульса, а $\xi(t)$ – реализация высокочастотного стационарного полосового гауссовского случайного процесса [1], время корреляции которого значительно меньше длительности импульса τ_0 .

В работе на основе метода максимального правдоподобия выполнен синтез квазиоптимального (КО) алгоритма измерения дисперсии случайного импульса (1) при условии, что его время прихода, центральная частота и полоса частот могут быть неизвестны. Найдены приближенные выражения для смещения и рассеяния оценки.

Определение границ применимости полученных формул и исследование помехоустойчивости синтезированного КО измерителя осуществлялись с помощью статистического моделирования на ЭВМ. Статистическое моделирование КО оценки дисперсии проводилось с использованием метода зависимых испытаний на основе формирования выборки реализаций профильтрованного нестационарного гауссовского случайного процесса $x(t) = s(t) + n(t)$ методом скользящего суммирования [1]. Анализ полученных результатов показывает, что предложенный в работе измеритель является работоспособным, а найденные приближенные формулы для характеристик КО оценки дисперсии удовлетворительно аппроксимируют экспериментальные данные при отношениях сигнал/шум, больших 1...2.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 13-08-00735а, 13-08-97538).

Литература

1. Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфенов В.И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж: ВГУ, 1991. – 246 с.

А.В. Сальникова, соиск.; Сай Си Ту Мин, асп.;
рук. О.В. Чернорядов, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОМЕНТА РАЗЛАДКИ ДИСПЕРСИИ ГАУССОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА С НЕИЗВЕСТНОЙ ЦЕНТРАЛЬНОЙ ЧАСТОТОЙ

В общем виде под разладкой случайного процесса понимается скачкообразное изменение его свойств, происходящее в неизвестный момент времени λ_0 [1]. В настоящей работе задача обнаружения разладки некоторого временного ряда конкретизирована для полосового стационарного высокочастотного гауссовского случайного процесса $\xi(t)$ с неизвестными дисперсией, изменяющейся ступенчатым образом, и центральной частотой ϑ_0 . Аналитически такой процесс может быть описан как

$$\xi(t) = [\sigma_1 + (\sigma_2 - \sigma_1) \theta(t - \lambda_0)] \nu(t). \quad (1)$$

В (1) обозначено: $\theta(t) = 0$ при $t < 0$ и $\theta(t) = 1$ при $t \geq 0$, σ_1^2 , σ_2^2 – дисперсии процесса $\xi(t)$ при $t < 0$ и $t \geq 0$ соответственно, а $\nu(t)$ – стационарный центрированный гауссовский случайный процесс, обладающий спектральной плотностью (СП) $G(\omega) = \pi/\Omega$, $\omega \in [-\vartheta_0 - \Omega/2, -\vartheta_0 + \Omega/2] \cup [\vartheta_0 - \Omega/2, \vartheta_0 + \Omega/2]$. Здесь Ω – ширина полосы частот процесса $\nu(t)$.

Полагаем, что процесс (1) наблюдается на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней СП N_0 . В результате наблюдению доступна смесь $x(t) = \xi(t) + n(t)$, $t \in [0, T]$. Флуктуации процесса $\xi(t)$ будем считать «быстрыми», так что выполняется условие $\mu_{\min} = T_{\min} \Omega / 2\pi \gg 1$, где $T_{\min} = \min(\lambda_0, T - \lambda_0)$. По реализации $x(t)$ необходимо обнаружить момент разладки процесса $\xi(t)$ и оценить параметры λ_0 , ϑ_0 , σ' , σ'' .

На основе метода максимального правдоподобия синтезирован существенно технически более простой по сравнению с известными аналогами алгоритм обнаружения разладки процесса $\xi(t)$ и измерения его неизвестных параметров. Предложены возможности его аппаратной реализации. Найдены асимптотически точные выражения для характеристик обнаружения/оценивания. Методами статистического моделирования на ЭВМ установлено удовлетворительное совпадение теоретических и экспериментальных данных при выходных отношениях сигнал/шум, больших 1...2.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 14-49-00079).

Литература

1. Жиглявский А.А., Красковский А.Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: ЛГУ, 1988. – 224 с.

А.В. Сафонова, асп.; рук. В.И. Кошелев, д.т.н., проф. (РГРТУ, г. Рязань)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СТРУКТУРЫ АЛГОРИТМА СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

Рассматривается влияние изменения структуры алгоритма сверхразрешения [1] в зависимости от применения антенных решеток (АР) различной формы – с параллельным расположением элементов, а также АР L-формы и 2D-формы на точность оценки угловых координат.

Предполагается, что имеется только один источник излучения с координатами $(\theta; \phi)$, где θ – угол места, а ϕ – азимут, АР включает в себя 15 элементов, отношение сигнал-шум – 10 дБ, межэлементное расстояние в АР равно половине длины волны принимаемого сигнала, число независимых испытаний – 250, объем выборки – 200.

Основные характеристики предложенных алгоритмов сведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные характеристики предложенных алгоритмов

Тип АР	-форма	L-форма	2D-L-форма
Сектор определения азимута и угла места	$(0, 2\pi), (0, \pi/2)$	$(0, 2\pi), (0, \pi)$	$(0, 2\pi), (0, \pi)$
Сектор ошибки оценивания координат	$70^\circ - 90^\circ$	$0-20^\circ$	–
Максимальное значение СКО, град	3	2,5	0,9

В зависимости от применения различных структур алгоритма определения угловых координат можно существенно повысить эффективность оценки азимута и угла места. Во-первых, использование АР L-формы увеличивает диапазон определения угла места источника излучения в 2 раза по сравнению с использованием АР с параллельным расположением элементов. Во-вторых, при использовании АР L-формы проблема с оцениванием координат, лежащих в диапазоне от 70° до 90° устраняется, но появляется аналогичная проблема, если азимут лежит в диапазоне от 0 до 20° . Однако при использовании двух АР L-формы в плоскостях $x-z$ и $y-z$ данная проблема может быть полностью устранена, а значение СКО существенно сокращено.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ. Контракт № 14.574.21.00.12 от 17.06.2014.

Литература

1. Кошелев В.И., Сафонова А.В. Модифицированный Propagator метод оценки направления прихода радиосигнала // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 53–58.

*О.Ю. Творогов, студ.; Р.И. Зарипов, инж.;
рук. В.Н. Третьяков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ЩИТ СИЛОВОЙ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОЙ КОММУТАЦИИ ОТ КОМПЬЮТЕРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ 380 В, 60 А

Силовые щиты устанавливают в самых разнообразных помещениях, где требуется обеспечить поставку электроэнергии для различных приборов и обеспечить их безопасное функционирование. Щиты устанавливают на объектах промышленной зоны, в гаражах, в частном жилье. Их использование для распределения электроэнергии является очень актуальным [2].

Использование силовых щитов с удаленным доступом (дистанционным управлением) обеспечивает гибкость в управлении энергопотреблением.

Как правило, для работы с обычным щитом требуется постоянное нахождение оператора вблизи щита, что не всегда удобно, особенно в полевых условиях.

Отличительная особенность представленного в работе силового щита – это управление подачей электроэнергии дистанционно от компьютера с центрального пульта диспетчера или поста управления.

Удобство разработанного силового щита с дистанционным управлением состоит в том, что он позволяет выполнять частые переключения сети и управлять устройством удаленно.

Коммутация первичной сети на вторичную потребителя осуществляться посредством подачи управляющего напряжения от персонального компьютера. Оператор может находиться на удалении от потребителя и управлять переключением щита силового с компьютера. Это уменьшает затраты на обслуживание и эксплуатацию данного устройства. [1].

Литература

1. **Рожкова Л.Д., Козулин В.С.** Электрооборудование станций и подстанций: учебник для техникумов. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. МИФТ.641357 РЭ. Щит силовой (ЩС): Руководство по эксплуатации.

*А.В. Терехов, А.М. Юмашев, аспиранты;
рук. О.В. Чернояров, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ФОНЕ ПОМЕХ

Восстановление изображений при наличии флуктуационных шумов относится к одной из фундаментальных проблем теории и практики обработки сигналов. Различным аспектам данной проблемы посвящено достаточно большое число работ [1, 2].

В докладе предложен подход к восстановлению изображений на основе разложения полезного сигнала по базису ортогональных многочленов [3]. В этом случае задача восстановления изображения сводится к задаче определения коэффициентов разложения. В качестве метода определения коэффициентов разложения предложен метод максимального правдоподобия. Согласно этому методу получено выражение для решающей статистики – логарифма функционала отношения правдоподобия – и найден явный вид оценок искомых коэффициентов. Рассмотрены возможности аппаратурной реализации синтезированного алгоритма восстановления изображений. Приведены аналитические выражения для точностных характеристик оценок.

На основе проведенного анализа показано, что при наличии шумов может существовать оптимальное число мод, необходимое для восстановления изображения. Для евклидовой метрики отличий исходного и восстановленного изображений найдено условие, определяющее оптимальное число мод. Показано, что случай неполного приема при ограничениях по числу мод опорного сигнала приемника-анализатора более выгоден с точки зрения характеристик помехоустойчивости, чем ограничения в принятом сигнале.

Методами статистического моделирования на ЭВМ установлена работоспособность предложенного алгоритма восстановления изображений и найдены границы применимости асимптотически точных формул для его характеристик.

Литература

1. **Прэтт У.** Цифровая обработка изображений. М.: Мир, 1982. Т. 1. – 312 с., Т. 2. – 480 с.
2. **Реконструкция** изображений / пер. с англ. под ред. Г. Старка. М.: Мир, 1992. – 636 с.
3. **Чернояров О.В., Голобородько П.А.** Быстрые алгоритмы дискретизации сигналов в базисах ортогональных полиномов // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова, серия: Научная сессия, посвященная Дню радио. – Выпуск: LXIII. М.: Инсвязьиздат, 2008. – С. 390–391.

*А.В. Терехов, асп.; С.В. Литвинов, студ.;
рук. О.В. Черноярлов, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ РАЗЛОЖЕНИЙ

Телекоммуникационные системы нового поколения: мобильные системы связи, компьютерная видеоконференцсвязь, локальные и региональные и глобальные сети связи, цифровое телевидение предполагают обязательным условием функционирования передачу мультимедийной информации (речь, видео, подвижные изображения, текст и т.д.). При этом весьма остро стоит вопрос об устранении информационной избыточности из сигналов и разработке эффективных вычислительных процедур для реализации алгоритмов сжатия потоков информации и ее восстановления на приемном конце. Одним из перспективных подходов к процедуре сжатия и восстановления информации, заключенной в видео- и аудиосигналах, является применение нелинейных ортогональных преобразований по базису некоторой системы функций [1].

В докладе предложен один из вариантов алгоритма сжатия и восстановления сигналов и изображений на основе дискретного чебышевского преобразования [1]. Показано, что дискретное чебышевское преобразование помимо сходства с широко распространенным дискретным косинусным преобразованием имеет существенные положительные отличия, а именно: 1) точки отсчета берутся неравномерно; 2) высокая точность преобразований позволяет осуществлять прореживание массива отсчетов сигнала; 3) сигнал может быть восстановлен в любой наперед заданной точке, а не на фиксированном наборе точек; 4) сигнал может быть восстановлен в любом масштабе по сравнению с размерами исходного.

Синтезированный алгоритм сжатия реализован в виде программного кодека с использованием языка программирования C++. Разработан пользовательский интерфейс для задания режимов работы и выбора параметров алгоритма. В результате проведенных исследований по обработке цветных искусственных изображений и натуральных фотографий установлено, что в зависимости от типа изображения может быть обеспечен выигрыш в степени сжатия в 2–4 раза по сравнению с известными методами.

Литература

1. **Chernoyarov O.V., Breznan M., Terekhov A.V.** Restoration of deterministic and interference distorted signals and images with use of the generalized spectra in bases of orthogonal polynomials and functions // Communications – Scientific Letters of the University of Zilina. 2013. Vol. 15. No 2A. Pp. 71–77.

А.Н. Фаульгабер, Ю.А. Гусева, студенты;
рук. О.В. Чернойров, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОБНАРУЖЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ВРЕМЕНЕМ ПРИХОДА И ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

Задача обнаружения случайных импульсных сигналов на фоне помех имеет широкие приложения в радио- и гидролокации, радионавигации, технической диагностике и др. При этом, как правило, в литературе ограничиваются рассмотрением приема прямоугольных случайных импульсов [1 и др.]. Однако достаточно часто форма обрабатываемого импульсного сигнала может существенно отличаться от прямоугольной.

В работе выполнены синтез и анализ алгоритма обнаружения высокочастотного гауссовского случайного импульса произвольной формы $s(t)$ с неизвестными временем прихода λ_0 и длительностью τ_0 на фоне белого шума. В качестве адекватной модели полезного сигнала используется мультипликативная комбинация вида

$$s(t) = f(t)\xi(t)I\left(\frac{t-\lambda_0}{\tau_0}\right), \quad I(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2; \\ 0, & |x| > 1/2. \end{cases}$$

Здесь $f(t)$ – функция, описывающая форму импульса, а $\xi(t)$ – реализация высокочастотного полосового гауссовского случайного процесса [1].

В предположении условия «быстрых» флуктуаций субструктуры импульса $\xi(t)$, когда $2\pi/\Omega \ll \tau_0$, $2\pi/\Omega \ll \Delta t$, где Δt – характерное время изменения функции $f(t)$, а Ω – ширина полосы частот процесса $\xi(t)$, записано выражение для решающей статистики и рассмотрены возможности аппаратной реализации приемника максимального правдоподобия на основе сравнения максимума логарифма функционала отношения правдоподобия с порогом. Получены асимптотически точные аналитические зависимости для вероятностей ошибок 1-го и 2-го рода. Методами статистического моделирования на ЭВМ установлено, что синтезированный обнаружитель является работоспособным, а теоретические формулы для его характеристик удовлетворительно аппроксимируют соответствующие экспериментальные данные при отношениях сигнал/шум, больших 2...3.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 14-49-00079).

Литература

1. Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфенов В.И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж: ВГУ, 1991. – 246 с.

Хулан Батсух, студ.; рук. Т.С. Жутяева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ АППРОКСИМАЦИИ СПЕКТРА ФЛУКТУАЦИЙ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Огибающая спектра флуктуаций пассивной помехи зависит от множества факторов, большинство из которых априори неизвестны, неоднородны в пространстве и нестационарны во времени, что приводит к невозможности достаточного подавления помехи и обеспечению обнаружения полезного сигнала на фоне пассивных помех различного происхождения. Поэтому в условиях априорной неопределенности и нестационарности параметров помехи применяют адаптивные системы СДЦ. Для решения задачи адаптации устройства обработки необходимо осуществить максимально правдоподобную оценку параметров пассивной помехи, необходимых для синтеза режекторных фильтров. К числу таких параметров относятся коэффициент междупериодной корреляции помехи, ширина энергетического спектра флуктуаций помехи, доплеровский сдвиг частоты помехи. Для системы СДЦ с адаптацией к доплеровской поправке в составе адаптивного режекторного фильтра необходимо иметь устройство оценки средней доплеровской частоты пассивной помехи или фазового сдвига за период повторения $\Delta\varphi_{\text{п}} = 2\pi F_{\text{дп}} T_{\text{п}}$.

Для решения задачи адаптации устройства обработки необходимо осуществить максимально правдоподобную оценку параметров пассивной помехи, необходимых для синтеза режекторных фильтров. К числу таких параметров относятся коэффициент междупериодной корреляции помехи, ширина энергетического спектра флуктуаций помехи, доплеровский сдвиг частоты помехи. Перечисленные параметры используются для расчета коэффициентов импульсной характеристики режекторного фильтра.

Оценку максимального правдоподобия доплеровского набега фазы можно получить по оптимальному алгоритму [1]:

$$\Delta\varphi = \text{arctg} \frac{\sum_{k=1}^n |x_{1k}| |x_{2k}| \sin(\arg x_{1k} - \arg x_{2k})}{\sum_{k=1}^n |x_{1k}| |x_{2k}| \cos(\arg x_{1k} - \arg x_{2k})},$$

где x_{1k} , x_{2k} – сигналы помехи в соседних периодах повторения.

Для реализации этого алгоритма используется систему ввода поправок на среднюю частоту спектра помехи с помощью управляемого генератора и быстродействующего фазовращателя.

Литература

1. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1986.

У.А. Шабалин, студ.; рук. А.И. Баскаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С АКТИВНОЙ ФАР

Задачей данной работы является разработка приемного устройства многофункциональной радиолокационной системы [1] с активной ФАР [3], предназначенного для усиления и двойного преобразования сигналов из суммарного и разностного каналов антенной решетки [2].

Эффективность приемного устройства определяется его основными характеристиками – частотным диапазоном, коэффициентами усиления и шума, избирательностью и чувствительностью, а также тем, насколько технически просто удалось реализовать эти параметры [2].

Именно с целью обеспечения необходимых свойств был выбран супергетеродинный приемник. Данная система позволит без серьезных изысканий добиться заданных параметров при своей простоте, и, как следствие, экономической выгоды, так как пропадает необходимость подбирать сложные и дорогие микросхемы. Использование последних обусловлено современными тенденциями, и простотой разрабатываемого устройства [1, 2].

В докладе обсуждается приемная система АФАР и ее конструктивные особенности [3].

Литература

1. **Клич С.М.** Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М.: Советское радио, 1973.
2. **Проектирование** радиоприемных устройств: учебное пособие для студентов радиотехнических специальностей вузов / С.М. Клич, А.С. Кривенко, Г.Н. Носикова и др.; под общ. ред. А.П. Сиверса. М.: Советское радио, 1976.
3. **Устройства СВЧ и антенны:** учебник / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, В.И. Пономарев. – Изд. 2-е, доп. и перераб. М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.

П.Е. Шимкин, студ.; рук. А.И. Баскаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ РАБОТЫ И ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ АВИАЦИОННЫХ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

На сегодняшний день повышение информативности современных радиолокационных систем дистанционного зондирования Земли связано с развитием теории и техники получения детального рельефа местности [1]. Для измерения относительного рельефа местности с помощью авиационного РСА необходимо при наблюдении выбранного участка местности осуществить прием отраженного сигнала на пространственно разнесенные антенны на борту одного носителя (или носителей) и в дальнейшем совместно когерентно обработать по крайней мере два сигнала. С помощью одного носителя РСА возможно два варианта построения интерферометрического РСА (ИРСА): 1) съемка однопозиционной РСА с одной антенной в режиме телескопического обзора при прямолинейной траектории носителя, на которой формируется синтезированная интерферометрическая база [2]; 2) съемка радиолокационной системой с близких повторяющихся проходов носителя, расстояние между которыми и составляет базу синтезируемого интерферометра – «мягкую базу».

В данной работе были разработаны имитационные модели, позволяющие гибко изменять геометрию наблюдения и параметры ИРСА. В результате работы моделей выявлена особенность выбора размера базы интерферометров не только с точки зрения минимизации погрешности оценивания рельефа поверхности. Результаты моделирования алгоритмов обработки сигналов, предложенных ИРСА, показали возможность использования моделей и в качестве инструмента для анализа поведения системы при различных моделируемых ситуациях.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 13-0800375а, 13-08-97538), Российского научного фонда (проект № 14-49-00079) и Государственного задания в сфере научной деятельности в проектной части № 8.152.2014/К.

Литература

1. **Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И.** Локационные методы исследования объектов и сред: учебник для вузов. М.: Академия, 2011.
2. **Баскаков А.И., Шимкин П.Е.** Исследование потенциальной точности определения местного рельефа авиационным интерферометрическим РСА при переднебоковом обзоре // Радиотехника. 2013. № 10. С. 71–74.

Секция 7

СИСТЕМЫ РАДИОАВТОМАТИКИ И РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Председатель секции — к.т.н., доцент Р.С. Куликов

Секретарь секции — ассистент Е.В. Захарова

А.С. Белянушкин, студ.; рук. И.В. Корогодин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОТОКОЛА I^2C ДЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ С ЧАСАМИ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ В НАВИГАЦИОННОМ ПРИЕМНИКЕ

Одной из составляющих приемника являются часы реального времени. Ряд режимов работы требуют знание времени, например «теплый» старт приемника. Зная время и эфемериды, можно определить номера спутников, которые находятся в зоне видимости. Это упрощает обнаружение сигнала [1].

После получения навигационного решения, в приемнике происходит синхронизация шкалы времени с системной шкалой времени, после чего происходит коррекция часов реального времени.

При захвате сигнала мы получаем реальное время. Когда решение пропадает, часы начинают работать автономно без получения времени извне. Постепенно происходит накопление ошибки времени. Чем больше время работы часов, тем больше ошибка, тем меньше эффект от использования в поиске.

В данной работе решаются две задачи:

- 1) реализовать часы реального времени, получать данные и корректировать их;
- 2) исследовать деградацию как функцию времени после пропадания решения.

На практике при разработке НАП интересны два способа взаимодействия – через внутренний интерфейс процессора и через ПЛИС в зависимости от того, к чему подключаются часы реального времени. Рассматриваются оба варианта.

В первом случае используется процессорный модуль AM3517, RTC DS1347. Процессор имеет контроллер I^2C .

Во втором случае – ПЛИС Spartan 6, часы реального времени те же. Контроллер I^2C реализуется нами самостоятельно.

И в первом, и во втором случае часы корректируются от навигационного решения. Далее коррекция отключается, что имитирует пропадание ре-

шения. Далее сравнивается ШВП и показания часов реального времени. ШВП синхронизирована с СШВ, поэтому условно идеальна. Отсюда получаем ошибку.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010.– 800 с.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

Технологии спутникового координатно-временного обеспечения используются в различных технических системах [1].

Основное назначение СРНС состоит в обеспечении возможности определения координат и скорости потребителя с использованием радиосигналов, которые излучаются непрерывно со всех находящихся в эксплуатации навигационных спутников. При обработке сигналов в приемнике аппаратуры потребителей системы ГЛОНАСС используется система слежения за фазой сигнала, называемая также системой фазовой автоподстройки (ФАП) [2]. Разработке и исследованию математической модели системы ФАП посвящена данная работа.

В работе были рассмотрены следующие задачи.

Разработано математическое описание системы ФАП СРНС ГЛОНАСС.

Аналитически исследованы характеристики фильтров первого и второго порядка, в составе ФАП, при различных типах тестовых входных воздействий [3].

Разработана в среде MatLab имитационная модель системы ФАП, выполнены тестирование и отладка цифровой модели, исследованы динамические и флуктуационные ошибки системы ФАП при отношении сигнал/шум 40 дБГц. При моделировании использован статистический эквивалент фазового дискриминатора.

Методом математического моделирования исследованы характеристики системы ФАП с фильтрами первого и второго порядка. Проведен анализ характеристик системы ФАП в нелинейном режиме.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. **Перов А.И.** Основы построения спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. – 236 с.
3. **Перов А.И., Замолодчиков В.Н., Чиликин В.М.** Радиоавтоматика: учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2014. – 320 с.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СЛЕЖЕНИЯ ЗА РАЗНОСТЬЮ ФАЗ

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) нашли широкое применение в различных видах человеческой деятельности. Основной сервис СРНС – определение координат, скорости, времени. Наряду с традиционными приемниками существует класс угломерной навигационной аппаратуры потребителей (УНАП), позволяющей определять ориентацию носителя [1].

УНАП принимают сигналы навигационных спутников 2–4 антеннами, разнесенными на несколько метров. По разностям фаз (РФ) сигналов рассчитывается ориентация антенной системы относительно спутникового созвездия.

Один из показателей качества УНАП – помехоустойчивость, т.е. возможность выполнять угломерные функции при действии помех. Характеризуется помехоустойчивость предельным отношением мощности помехи к мощности полезного сигнала J/S . Помехоустойчивость УНАП определяется помехоустойчивостью ее систем слежения за РФ.

В работе [2] создан некогерентный алгоритм слежения за РФ, позволяющий повысить помехоустойчивость. Автором исходя из качественных рассуждений утверждается, что помехоустойчивость алгоритма зависит от соотношения направлений прихода полезного сигнала и помехи.

В докладе описывается имитационная модель некогерентного алгоритма слежения за РФ, приводятся результаты моделирования в условиях действия помех. Моделирование (рис. 1) подтверждает зависимость помехоустойчивости от направления на помехопостановщик.

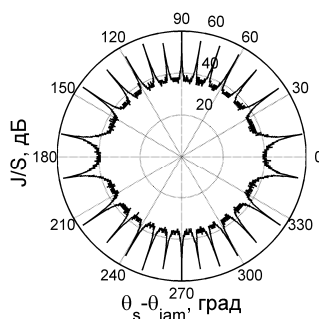


Рис. 1. Зависимость помехоустойчивости от разности направлений прихода сигнала и помехи

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Корогодин И.В. Разработка алгоритмов обработки сигналов спутниковых навигационных систем в аппаратуре определения угловой ориентации объектов: дис. ... канд. техн. наук. М., 2013.

Д.В. Днепров, асп.; рук. Е.Н. Болденков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ ГЛОНАСС С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ

В перспективных радиосигналах с кодовым разделением ГНСС ГЛОНАСС используется бинарная модуляция на поднесущих частотах. В англоязычной литературе данный тип модуляции называется *binary offset carrier (BOC)* [1].

Поиск BOC сигналов в сравнении с поиском BPSK сигналов более сложен в части поиска по задержке. Корреляционная функция BOC сигнала (рис. 1) многопиковая, причем главный пик корреляционной функции BOC сигнала уже пика корреляционной функции BPSK сигнала при одной и той же скорости следования символов дальномерного кода. Если шаг поиска по задержке выбирать как четверть ширины главного пика корреляционной функции (как это делают при поиске BPSK сигнала), то при большой частоте поднесущего колебания по сравнению с частотой следования символов дальномерного кода, например, как в сигнале BOC(15,2.5), потребуются перебирать большое число позиций по задержке, что существенно усложнит аппаратную реализацию [2].

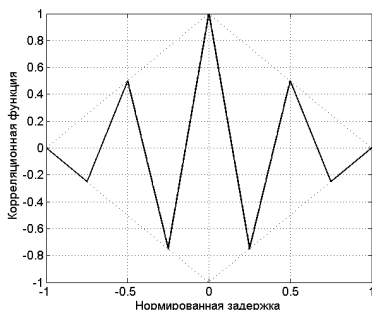


Рис. 1. Пример НКФ для функции модуляции BOC(2,1)

Существует несколько алгоритмов поиска перспективных сигналов с BOC-модуляцией: стандартный метод, метод BPSK – like, метод дополнительной переменной, метод поиска по фазе поднесущей. В работе рассмотрены алгоритмы поиска BPSK – like и МДП, приведены результаты моделирования данных алгоритмов и их сравнительные характеристики.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

Е.В. Захарова, асп.; рук. А.И. Перов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА СИГНАЛАМИ ГЛОНАСС ОТКРЫТОГО ДОСТУПА L1OC С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ В СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

В перспективной системе ГЛОНАСС в частотном диапазоне L1 планируется излучение новых сигналов с кодовым разделением L1OC. Отличительной особенностью данных сигналов является то, что они являются двухкомпонентными и включают пилотную и информационную компоненты, объединение которых в единый сигнал осуществляется в результате побитного временного мультиплексирования. Кроме того, периоды дальномерных кодов пилотной и информационной компонент различны. Эти факторы накладывают существенные особенности на прием и обработку данных сигналов [1].

В докладе рассматриваются алгоритмы слежения за сигналами L1OC в когерентном и некогерентном режимах работы навигационной аппаратуры только по пилотной компоненте и совместно по пилотной и информационной компонентам. Анализируются характеристики точности слежения за задержкой и фазой принимаемых сигналов при использовании различных алгоритмов обработки: на несущей частоте, поднесущих частотах, с различными типами дискриминаторов задержки и фазы.

Для проведения исследований разработана имитационная модель реальной следящей системы за задержкой (дальностью) сигнала с поддержкой от системы слежения за фазой (ССФ) в когерентном режиме и с поддержкой от системы слежения за частотой (ССЧ) в некогерентном режиме для различной динамики объекта-носителя: для слабодинамичных и высокодинамичных объектов.

В результате проведенного моделирования показано, что алгоритмы слежения за фазой на поднесущих частотах имеют большую среднеквадратическую ошибку (СКО) слежения, чем алгоритмы слежения на несущей частоте. Совместное слежение за задержкой сигнала по двум компонентам (пилотной информационной) практически не дает выигрыша по СКО по сравнению с алгоритмом слежения только за пилотной компонентой. Лучшую точность слежения за задержкой сигнала обеспечивает алгоритм, основанный на методе дополнительной переменной. В докладе приводятся и другие сравнительные характеристики следящих систем за фазой и задержкой сигнала L1OC с различными алгоритмами обработки.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

Ю.М. Инчагов, асп.; рук. А.И. Перов, проф., д.т.н. (НИУ «МЭИ»)

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИСНС НА БАЗЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СТЕНДОВ

Одним из перспективных направлений развития навигационных комплексов является разработка инерциально-спутниковых навигационных систем (ИСНС), в которых совместно обрабатываются сигналы инерциальной навигационной системы и навигационной аппаратуры потребителя спутниковых радионавигационных систем [1].

В процессе разработки ИСНС необходимо провести оценку погрешностей работы системы. Под погрешностями понимается погрешность определения координат, скорости и углов ориентации потребителя относительно истинных. Под истинными данными понимается совокупность времени, координат, скоростей и углов ориентации, задаваемые для устройств имитации.

В качестве испытуемой ИСНС использовалось устройство NovAtel SPAN (Синхронная позиция, ориентация и навигация, англ. Synchronous Position, Attitude and Navigation).

Для получения оценок погрешностей и чувствительности SPAN предлагается использовать разработанную методику. Методика заключается в синхронном перемещении подвижного элемента динамического стенда с закрепленным ИСНС и формировании соответствующего движению навигационного поля, подаваемого на антенный вход SPAN. Согласно установленным в методике ограничениям формирования сценария создается траектория движения для динамического стенда с помощью пакета прикладных программ MatLab и сценарий с соответствующим навигационным полем для блока имитации. Полученные данные со SPAN, записанные во время выполнения сценария, с помощью MatLab сравниваются с истинными данными для получения оценки погрешностей.

Согласно методике оценивается чувствительность ИСНС во время перемещения подвижного элемента динамического стенда путем изменения уровня мощности входного сигнала в режиме холодного старта и слежения за сигналами.

В ходе работы были получены оценки погрешностей и чувствительность ИСНС NovAtel SPAN.

Литература

1. **ГЛОНАСС**. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

С.П. Ипполитов, студ.; рук. А.И. Перов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ СОВМЕСТНОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ СИГНАЛОВ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВ

Известно [1], что в навигационной аппаратуре потребителей (НАП) используется слежение за фазами принимаемых навигационных сигналов. В существующих образцах НАП осуществляется автономное слежение за фазой каждого навигационного сигнала. В то же время изменение фаз сигналов разных НС имеет как общую для всех сигналов составляющую, обусловленную движением НАП и опорным генератором приемника, так и индивидуальные для каждого НС составляющие. Это позволяет ставить и решать задачу синтеза системы совместного слежения за фазами сигналов навигационных спутников. На основе теории оптимальной фильтрации [1] синтезирован алгоритм совместного слежения, в котором модель фазы имеет вид $\varphi_{\Sigma i,k} = \varphi_{i,k} + \varphi_{\text{дин},k}$, где $\varphi_{i,k}$ – добавка, которая учитывает изменения индивидуальной компоненты фазы; $\varphi_{\text{дин},k}$ – общая для всех сигналов составляющая.

Результаты моделирования алгоритма показывают, что алгоритм совместного слежения дает незначительное повышение точности при слабой динамике НАП. Однако при большой динамике НАП (увеличении влияния общей компоненты фазы) точность фильтрации повышается (рис. 1). Так, для совместной системы слежения за фазами 10 сигналов выигрыш по среднеквадратической ошибке слежения (СКО) составляет 2,2 раза по сравнению с использованием автономных следящих систем.

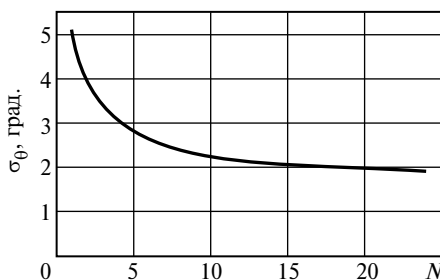


Рис. 1. Зависимость СКО ошибки оценивания суммарной фазы от количества совместно обрабатываемых сигналов

Литература

1. Перов А.И. Методы и алгоритмы оптимального приема сигналов в аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника, 2012. 240 с.

Б.В. Калитенко, студ.; рук. И.В. Корогодин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВИРТУАЛЬНОЙ ГИРОСКОПИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ АП СРНС С ИНЕРЦИАЛЬНЫМИ ДАТЧИКАМИ

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) широко используются на различных подвижных объектах. С их помощью решаются задачи навигации, ориентации, управления и телеметрии. Но встречаются ситуации, в которых предоставление сервиса СРНС затруднено: при уменьшении числа видимых спутников, воздействии помех и т.п. [1].

Этих недостатков лишены инерциальные навигационные системы (ИНС). Одно из перспективных направлений развития аппаратуры потребителей (АП) СРНС – ее комплексирование с ИНС. Совмещение систем позволяет объединить их преимущества и нивелировать недостатки.

В настоящее время развитие получили бесплатформенные ИНС. В отличие от платформенных они не содержат физического карданного подвеса. Его заменяет виртуальная гироскопическая платформа, вычисляемая по измерениям линейных и угловых ускорений [2].

В докладе рассматривается создание на языке MatLab модели виртуальной гироскопической платформы и применение ее для обработки измерений микромеханического инерциального блока ADIS16405 (рис. 1).

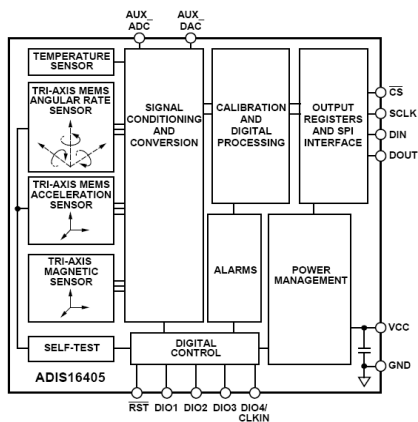


Рис. 2. Функциональная схема инерциального блока ADIS16405

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Галкин В.И. Перспективные гироскопы летательных аппаратов. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013.

И.В. Липа, асп.; рук. Е.Н. Болденков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПОИСК НЕПЕРИОДИЧНЫХ СИГНАЛОВ СРНС

В спутниковых радионавигационных системах (СРНС) задача поиска навигационных сигналов всегда была ресурсоемкой и труднореализуемой в аппаратуре потребителей [1].

Особо остро стоит проблема у непериодичных и квазинеperiodичных сигналов. Такие сигналы могут обладать хорошими свойствами по стойкости к имитационному подавлению, но область поиска по задержке чрезвычайно велика. Для решения проблемы обычно используют предварительный поиск для выдачи целеуказания по таким периодичным сигналам, как ГЛОНАСС L1 СТ и GPS L1 СА. Эти периодичные сигналы могут быть легко подавлены имитационными помехами, поэтому актуальна задача прямого поиска непериодичных сигналов без использования целеуказания по задержке.

В работе рассмотрен принцип построения блока быстрого поиска непериодичных сигналов на FPGA. Проведена оценка времени прямого поиска сигнала ГЛОНАСС ВТ. Реализован блок поиска на FPGA Xilinx серии Zynq-7000 и проведены испытания работоспособности и производительности рассмотренных методов.

Оценка времени поиска сигнала ГЛОНАСС ВТ на двух распространенных FPGA Xilinx для случая прямого поиска с энергетикой 42 дБ·Гц с неопределенностью в 1 с и поиском по частоте ± 10 кГц и случая поиска с целеуказанием по частоте и неопределенностью по задержке в 1 мс приведена в табл. 1

Таблица 1

Оценка времени поиска

$NF \cdot T_s$	1·1 мс	21·1 с
FPGA model		
Zynq-7000 XC7Z045	0,25 мс	5 с
Spartan-6 XC6SLX150T	1,5 мс	31 с

Примечание: NF – количество каналов поиска по частоте; T_s – диапазон поиска по задержке.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова – Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

О.А. Охлюев, студ.; рук. Е.Н. Болденков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПОЛОЖЕНИЯ СПУТНИКА ПО ЭФЕМЕРИДНЫМ ДАННЫМ

Спутниковые системы навигации постепенно стали неотъемлемой частью жизни современного общества. Функционирование спутниковых систем невозможно без расчета, обработки огромного (в том числе и эфемеридных) объема данных [1]. Создание библиотечных функций, обеспечивающих расчет положения навигационных спутников, является неотъемлемой частью программных средств, выполняющих радиоконтроль орбит спутников.

В работе ставится задача реализовать алгоритм расчета положения спутников по эфемеридным данным. В данной работе проведено моделирование траекторного движения навигационного спутника. Реализован алгоритм расчета координат и составляющих скорости спутника GPS, тем самым достигнута прозрачность, открытость и доступность к программному обеспечению, позволяющему рассчитать положение спутника. Проведено исследование погрешности расчета эфемерид альманаха и реального положения спутников [2].

Точность исследовалась по малой выборке и составила разницу с точными эфемеридами в сотни метров. Ошибка в определении вектора состояния НКА или эфемеридная ошибка может быть вызвана неточностью аналитической модели движения НКА, используемой в системе и описанной в интерфейсном документе, а также неточностью прогноза параметров в рамках этой модели. Точность и достоверность передаваемых с НКА эфемеридных данных зависят и от времени, прошедшего от начала эпохи.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. **Interface specification IS-GPS-200E.** Navstar GPS space segment / Navigation user interfaces. Science applications international corporation, 2010.

А.Ю. Устинов, асп.; рук. А.И. Перов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ СОВМЕСТНОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ФАЗАМИ НЕСКОЛЬКИХ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В СРНС для обеспечения потребителя требуемыми характеристиками навигационно-временных определений необходимо контролировать характеристики навигационного сигнала. Для этой цели используют беззапросные измерительные системы (БИС). В соответствии с этим к БИС предъявляются дополнительные требования обеспечения высокой помехоустойчивости приема сигнала. Одним из предлагаемых методов повышения точности характеристик приема и обработки спутниковых сигналов является использование одноэтапных алгоритмов обработки.

Задача, представленная в [1], может быть решена с использованием двух подходов. В первом подходе рассматриваются наблюдения $y_{i,k} = \varphi_{ind,i,k} + \varphi_{OG,k} + n_{i,k}$, $i = \overline{1, n}$, где i – номер спутника принимаемого сигнала. Априорная модель изменения фаз сигналов при этом: $\varphi_{OG,k} = \varphi_{OG,k-1} + \omega_{OG,k-1}T$, $\omega_{OG,k} = \omega_{OG,k-1} + \xi_{OG,k-1}$, $\varphi_{ind,i,k} = (1 - \alpha T)\varphi_{ind,i,k-1} + \zeta_{\varphi_{ind,i,k-1}}$, $\alpha < 1$. Следовательно, вектор состояний имеет вид $x = \left[\varphi_{ind,1,k} \quad \varphi_{ind,2,k} \quad \dots \quad \varphi_{ind,n,k} \quad \varphi_{OG,k} \quad \omega_{OG,k} \right]^T$. Второй подход в соответствии с [2] предполагает рассматривать наблюдения $y_{i,k} = \varphi_{\Sigma,i,k} + n_{i,k}$, в этом случае априорная модель изменения индивидуальной фазы сигналов станет: $\varphi_{ind,i,k} = \varphi_{ind,i,k-1} + \omega_{D,i,k-1}T + \zeta_{\varphi_{ind,i,k-1}}$. Вектор состояний выглядит следующим образом: $x = \left[\varphi_{\Sigma,1,k} \quad \varphi_{\Sigma,2,k} \quad \dots \quad \varphi_{\Sigma,n,k} \quad \omega_{OG,k} \right]^T$. При первом подходе фаза опорного генератора является отдельным общим оцениваемым параметром, а во втором подходе – общей компонентой оцениваемой суммарной фазы.

В работе методом имитационного моделирования проводится сравнение характеристик точности оценивания фаз сигналов при использовании данных подходов. Даются рекомендации по практической реализации алгоритма совместного слежения за фазами навигационных сигналов.

Литература

1. Устинов А.Ю., Перов А.И. Исследование характеристик системы ФАБ, работающей совместно по нескольким навигационным сигналам // Тез. докл. XX НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.
2. Журнал «Радиотехнические тетради». № 53. 2014.

Секция 8

СЕТИ И СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Председатель секции — д.т.н., профессор Н.С. Губонин

Секретарь секции — к.т.н., доцент А.Ю. Сизякова

Е.А. Борякин, студ.; рук. А.Р. Болдырев, к.т.н. доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАКОНА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРА КАЧЕСТВА SQF (TIA-1008-B) В СПУТНИКОВЫХ РАДИОЛИНИЯХ ДИАПАЗОНА KU

Для оценки качества связи в спутниковых радиолиниях общепринятым является параметр отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума, или отношение «сигнал/шум». В ряде международных и национальных стандартов (ETSI, TIA) рекомендовано вместо отношения «сигнал/шум» использовать параметр «signalqualityfactor» (SQF). Связь между отношением «сигнал/шум» и SQF задается в стандарте TIA-1008-B таблицей соответствия и графически представлена на рис. 1. Как видно, соотношение имеет существенно нелинейный характер. Результаты экспериментального многомесячного исследования условий приема сигналов в спутниковой радиолинии [1] для плотности распределения вероятности SQF показаны на рис. 2. Характерным является неунимодальный и несимметричный характер распределения, который отличается от описаний в рекомендациях МСЭ факторов, влияющих на параметр «сигнал/шум». Проверка соответствия экспериментального распределения SQF теоретическим распределениям параметра «сигнал/шум» выполнялась методом

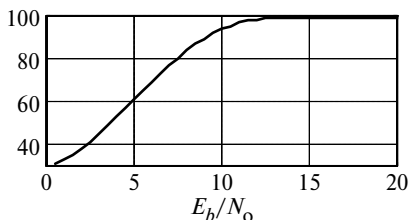


Рис. 1. Соотношение между параметром SQF и отношением сигнал/шум

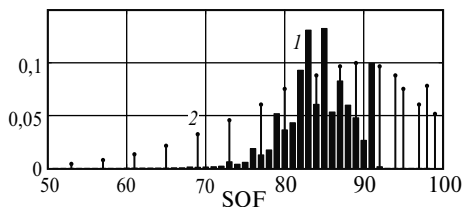


Рис. 2. Плотность вероятности параметра SQF: 1 — эксперимент; 2 — моделирование

статистического моделирования в среде MatLab. На рис. 2 показаны результаты моделирования SQF при нормальном законе распределения отношения «сигнал/шум» с параметрами $\mu = 9$ и $\sigma = 2$.

Полученные результаты показывают, что применение в профессиональной эксплуатации параметра SQF для оценки качества спутниковых радиолиний усложняет выбор энергетических характеристик радиолинии.

Литература

1. **Борякин Е.А., Болдырев А.Р.** Определение статистических характеристик параметра сигнал/шум в действующей спутниковой радиолинии Ku-диапазона // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1. С. 139.

О.А. Гончаров, студ.; рук. А.Р. Болдырев, к.т.н., доц. («НИУ МЭИ»)

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ НАТУРНОГО МАКЕТА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 20/30 ГГц

Рассмотрен состав натурального макета для анализа характеристик радиоканала спутниковой связи диапазона частот 20/30 ГГц (Ka), организуемого в рамках лабораторного практикума кафедры РТС с использованием спутника связи KA-SAT. В ходе работы была получена формула расчета угла $\beta_{\text{откл}}$ поворота конвертера терминала спутниковой связи относительно линии горизонта для сигнала с линейной поляризацией:

$$\beta_{\text{откл}} = \arctg\left(\frac{\sin(\varphi_r - \varphi)}{\text{tg } \Psi}\right) + \arctg\left(\frac{h_{3C}}{(r_3 + h)\sqrt{1 + \left(\frac{r_3}{r_3 + h}\right)^2 - 2\frac{r_3}{r_3 + h}\cos\Psi\cos(\varphi_r - \varphi)}}\right),$$

где h_{3C} – высота подъема терминала относительно уровня моря; φ_r – долгота подспутниковой точки спутника; φ – долгота терминала; Ψ – широта терминала; r_3 – радиус Земли; h – высота ГСО. От известных из литературы выражений она отличается обобщением на случай произвольной высоты подъема $h_{3C} > 0$ терминала над уровнем моря и совпадает с известными соотношениями для случая $h_{3C} = 0$ [1].

Проведены расчеты энергетического бюджета радиолинии, которые показали, что с имеющимся терминальным оборудованием достижимы скорости передачи информации до 1,0 Мбит/с, приемлемые для задач практикума.

Определен полный состав радиолинии, составлены приблизительная смета проекта, структурные схемы антенного поста и натурального стенда. Результаты работы позволяют перейти к стадии реализации натурального макета.

Литература

1. Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи: учеб. пособие. – М.: Альбина Паблишер, 2004.

ВЛИЯНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ УСИЛИТЕЛЯ НА ВРАЩЕНИЕ ТОЧЕК СИГНАЛЬНОГО СОЗВЕЗДИЯ

Усилители мощности (УМ), используемые в передатчиках спутников-ретрансляторов, имеют существенно нелинейную амплитудную характеристику (АХ) и неравномерную фазоамплитудную характеристику (ФАХ). В работе проведена оценка влияния эффектов АМ/ФМ-преобразования (или АФК – амплитудно-фазовой конверсии) при использовании нелинейных УМ в бортовой аппаратуре. Объектом исследования является поворот сигнального созвездия (scatter plots), построенного для квадратур сигнала в приемнике.

На рис. 1 построена зависимость от относительной мощности K_p входного сигнала максимального значения крутизны ФАХ $K_{АФК}$, при котором точки сигнального созвездия поворачиваются (рис. 2, $K_p = 12$ дБ) и достигают границы области правильного приема (совпадают с границами квадрантов). При больших значениях $K_{АФК}$ возникают существенные ошибки при приеме сигнала в отсутствие шума.

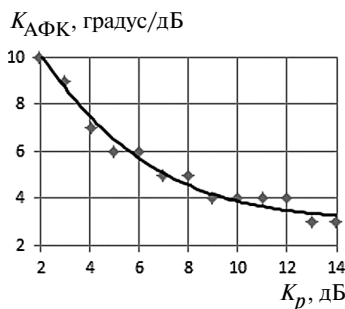


Рис. 1. Зависимость максимального $K_{АФК}$ от относительной мощности K_p

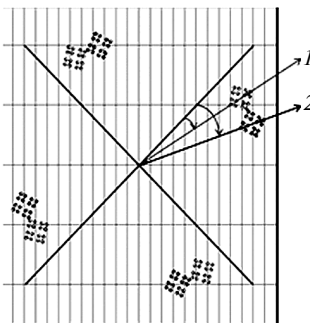


Рис. 2. График 1 – $K_{АФК} = 1^\circ/\text{дБ}$, $\varphi = 13^\circ$;
график 2 – $K_{АФК} = 2^\circ/\text{дБ}$, $\varphi = 26^\circ$

В докладе проанализированы зависимости запаса по углу $\Delta = 45^\circ - \varphi$ от мощности K_p и отношения E_b/N_0 при АФК, $K_{АФК} = 1, 2, \dots, 5^\circ/\text{дБ}$. При увеличении $K_{АФК}$ уменьшается расстояние до границы области правильного приема сигнала. Показано, что при значениях $E_b/N_0 = 10$ дБ запас Δ оказывается небольшим: $11^\circ, 6^\circ, 3^\circ$ (при $K_{АФК} = 1^\circ/\text{дБ}, 3^\circ/\text{дБ}, 5^\circ/\text{дБ}$ соответственно).

На основании полученных результатов можно рекомендовать использовать УМ с $K_{АФК}$, не больше $3^\circ/\text{дБ}$. При работе с усилителями с большей АФК необходимо использовать линейризаторы комплексной характеристики нелинейного УМ.

Ю.Ю. Орлов, асп.; рук. Н.С. Губонин, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЦИОНАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РЕСУРСОМ СВЯЗИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА

Больше половины общей загрузки ретрансляторов геостационарных спутников связи (ГСЗ) составляют сигналы линий связи с «одним каналом на несущей». Традиционное распределение заявок пользователей в стволах спутникового ретранслятора (СР) приводит к тому, что в ряде стволов имеются незанятые полосы частот шириной от нескольких десятков до нескольких сотен килогерц. При этом энергетический ресурс данных стволов полностью исчерпан. С другой стороны, имеются стволы, в которых наблюдается обратная картина. А это означает упущенную возможность предоставления дополнительных каналов пользователям.

Одним из подходов к решению проблемы рационального управления частотно-энергетическим ресурсом (ЧЭР) отдельного ствола ГСЗ является предложенный метод использования сигнально-кодовых конструкций (СКК), обладающих высокой спектральной эффективностью модуляции и эффективными помехоустойчивыми кодами [1]. Дополнительное использование ресурсов нескольких стволов СР может быть получено путем перераспределения требований ЧЭР отдельных пользователей между этими стволами [2]. Сочетание методов рационального выбора СКК в стволе и перераспределения требований между стволами и представляет суть рационального управления ЧЭР [3].

В докладе представлены результаты исследования методов рационального управления ЧЭР ГСЗ. Оценки технико-экономических показателей эффекта от применения рационального управления ЧЭР СР, полученные по результатам имитационного моделирования, показали высокую эффективность предложенных методов управления ресурсом связи СР [4].

Литература

1. **Губонин Н.С., Орлов Ю.Ю.** Метод выбора сигнально-кодовых конструкций, рационально использующих частотно-энергетический ресурс спутникового ретранслятора // *Авиакосмическое приборостроение*. 2013. № 2. С. 38–49.
2. **Губонин Н.С., Орлов Ю.Ю.** Алгоритмы квазиоптимального размещения требований потребителей частотно-энергетических ресурсов спутникового ретранслятора // *Вестник МЭИ*. 2013. № 4. С. 130–138.
3. **Губонин Н.С., Орлов Ю.Ю.** Алгоритмы управления распределением ресурса связи многоствольного спутникового ретранслятора // *Авиакосмическое приборостроение*. 2014. № 4. С. 23–36.
4. **Губонин Н.С., Орлов Ю.Ю.** Оценка выигрыша в использовании ресурса связи спутникового ретранслятора при рациональном управлении // *Авиакосмическое приборостроение*. 2014. № 10. С. 28–42.

Ю.В. Семина, асп.; рук. А.Ю. Сизякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ ПОИСКА АНСАМБЛЕЙ ПСП БОЛЬШОГО ОБЪЕМА

В настоящее время для управления системами космического аппарата, измерения параметров его движения и телеметрических измерений широко используются системы связи многостанционного доступа с кодовым разделением каналов. Кодовое разделение или различение каналов осуществляется за счет присвоения каждому каналу управления такой кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП), которая не коррелирована с кодовыми последовательностями других каналов управления. Для осуществления управления системами аппарата необходимо $N > 40$ радиоконанд управления.

Целью являются разработка и реализация алгоритма выбора ПСП известных классов с заданными характеристиками и получение ансамблей ПСП объемом не менее N . Использован аппарат теории множеств.

Для этого сформированы ансамбли бинарных ПСП по минимаксному критерию, минимизирующему максимальные значения периодических взаимно корреляционных функций (ВКФ) всех пар ПСП ансамбля.

Выбор такого критерия обусловлен влиянием уровня взаимной помехи на качество приема радиосигнала канала управления и, прежде всего, на вероятность битовой ошибки на выходе демодулятора.

Рассмотрено несколько классов линейных и нелинейных ПСП. Важным достоинством двоичных линейных ПСП является относительная простота их генерации. К ним относятся М-последовательности, последовательности Голда, Касами, Лежандра, Якоби, Холла. Из нелинейных ПСП рассмотрены бент-последовательности, последовательности Гордона–Милза–Велча и Камалетдинова. Нелинейные последовательности по сложности генерации значительно превосходят линейные.

В работе проведен сравнительный анализ характеристик ПСП каждого класса: рассчитаны периодические и аperiodические АКФ и ВКФ ПСП. Для этого в пакете MatLab разработаны программы формирования двоичных линейных и нелинейных ПСП указанных классов.

В соответствии с выбранным критерием проведен выбор оптимальных ансамблей каждого класса ПСП.

Показано, что для рассмотренных классов ПСП существует единственный ансамбль с наилучшими свойствами.

И.О. Федоров, студ.; рук. А.Р. Болдырев, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

МНОГОМЕРНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ТРАФИКА В СИСТЕМЕ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ТИПА VSAT

Цель работы: исследование параметров трафика сети спутниковой связи типа VSAT, характеризующих обслуженную нагрузку [1] (скорости передачи информации, количества абонентов и др.). Источником экспериментальных данных выступала действующая система VSAT с выходом в сеть Интернет, описанная в [2].

В результате обработки данных выделились два временных интервала работы сети: «условно стационарный» и «условно нестационарный». Для «условно стационарного» математическое ожидание числа активных станций в ССС менялось незначительно; для «условно нестационарного», наоборот, изменялось значительно – в несколько раз.

В работе построены и изучены экспериментальные многомерные плотности распределения вероятности для мгновенных скоростей передачи информации в прямом (МСвПК) и обратных каналах (МСвОК) за различные периоды. Из результатов следует, что распределения имеют асимметричный характер с одной отчетливо выраженной модой; положение максимумов различно. При этом и в «условно стационарном», и в «условно нестационарном» периодах работы сети основную долю времени работы сети пропускная способность каналов связи используется не полностью.

Для оценки статистической взаимосвязи между скоростями передачи МСвПК и МСвОК проведен расчет коэффициента корреляции. В условиях анализа экспериментальный коэффициент корреляции составлял 0,49–0,62. Из этого вытекает, что в общем случае между скоростями передачи данных в каналах связи «прямого» и «обратного» направлений имеется монотонная связь нелинейного типа в отличие от известных в литературе утверждений о прямо пропорциональных зависимостях.

Предлагаемый в работе аппарат анализа позволяет операторам ССС типа VSAT более обоснованно подходить к выбору количества земных станций в зависимости от пропускной способности канала связи.

Литература

1. **Шварц М.** Сети связи. Протоколы, моделирование и анализ. Ч. 1 / пер. с англ. под ред. В.И. Неймана. М.: Наука, 1992.
2. **Болдырев А.Р., Федоров И.О.** Показатели использования пропускной способности каналов системы спутниковой связи типа VSAT с пакетным режимом передачи информации // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1. С. 141.

Секция 9

КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — д.ф.-м.н., профессор

Б.С. Ринкевичюс

Секретарь секции — к.т.н., доцент *Н.М. Скорнякова*

*Аунг Мьо Вин, асп.; рук. Б.С. Ринкевичюс, д.ф.-м.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)*

ОПТИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ НЕПРОЗРАЧНОГО ЭКРАНА

Принцип измерения основан на использовании структурированного излучения, получаемого с помощью оптических дифракционных элементов, зондирующего исследуемый экран и регистрации части пучка, прошедшего мимо экрана [1]. Для бесконтактного измерения смещения непрозрачного экрана была собрана экспериментальная установка, показанная на рис. 1.

Излучение от лазерного модуля 1 проходит через дифракционный элемент системы 2, объектив 3, направляется на экран 4, установленный на юстировочном столике 5, визуализируется на экране 6 и регистрируется с помощью цифрового фотоаппарата 7.

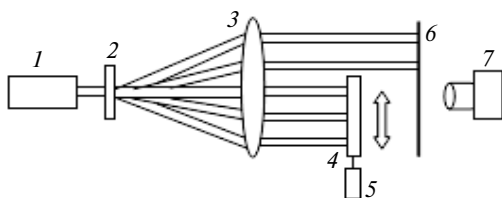


Рис. 1. Принципиальная схема оптического комплекса

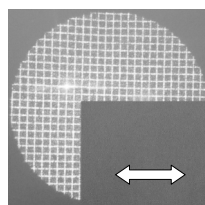


Рис. 2. Изображение пучка на экране 6

В установке используется полупроводниковый лазер с мощностью 5 мВт. Длина волны излучения равна 0,51 мкм. Дифракционная система 2 содержит 6 различных дифракционных элементов. Объектив 3 имеет фокусное расстояние 400 мм. Юстировочный столик позволяет перемещать в перпендикулярном направлении пластину 4 на расстояние 50 мм с шагом 0,1 мм. На рис. 2 показано изображение пучка на экране 6.

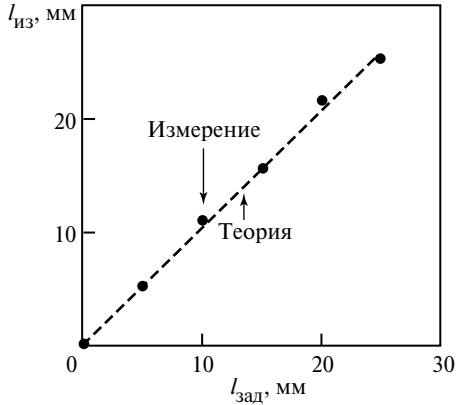


Рис. 3. Сравнение результатов измерений

Разработан алгоритм обработки изображения структурированного пучка и методика измерения смещения пластины. На рис. 3 показаны результаты измерений.

Литература

1. Евтихиева О.А., Расковская И.Л., Ринкевичюс Б.С. Лазерная рефрактография. М: Физматлит, 2008. – 176 с.

РАСЧЕТ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ЭФФЕКТОВ ТЕЛЕСКОПА РИЧИ–КРЕТЬЕНА С КОЛЛИМАТОРОМ БОУЭНА

Метод звездной коронографии [1] применяется для исследования экзопланет. Важную роль в функционировании коронографа имеют поляризационные эффекты, которые необходимо учитывать. Объектом исследования являлся телескоп Ричи–Кретьена с коллиматором Боуэна, представляющим собой входную оптику звездного интерференционного коронографа.

В работе проводился анализ поляризационных эффектов [2] с помощью программы Zemax – EE. Для того чтобы программа выполнила расчет, необходимо задать поляризацию на входе: нормированный вектор Джонса. После этого получается карта поляризации по всему зрачку на выходе, и возможно определить состояние поляризации и интенсивность в каждой точке зрачка в зависимости от света, прошедшего через оптическую систему. Это позволяет дать оценку распределения интенсивности на краях и в центре зрачка, которая существенно влияет на работу коронографа. В работе показано, что распределение интенсивности оказывается неоднородным по зрачку в зависимости от входной поляризации падающего излучения. Расчет проведен для случаев, когда состояние поляризации на входе в оптическую систему полностью поляризовано и частично поляризовано (использован метод эллипсометрии) [3]. В работе получены наглядные диаграммы распределения интенсивности по выходному зрачку.

В результате проведенной работы исследованы поляризационные эффекты оптических систем и получены следующие результаты: в случае когда падающее излучение полностью поляризовано, исследуемые оптические системы не оказывают существенного влияния на работу интерферометра; в случае когда падающее излучение частично поляризовано, метод эллипсометрии является оценочным, и, таким образом, оптические системы также вносят свой вклад в поляризацию, снижая коронографический контраст интерферометра.

Литература

1. **Звездный** коронограф по принципу ахроматического нуль-интерферометра / А.В. Тавров, О.И. Кораблев, А.И. Родин и др. // Космические исследования, 2010. Т. 49. № 2. С. 99–109.
2. **Ищенко Е.Ф., Соколов А.Л.** Поляризационная оптика. – 2-е изд., испр. и доп. М.: Физматлит, 2012. – 456 с.
3. **Азам Р., Башара Н.** Эллипсометрия и поляризационный свет / пер. с англ. под ред. А.В. Ржанова. М.: Мир, 1981. – 534 с.

РАЗРАБОТКА СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ СИЛЬНО РАСХОДЯЩЕГОСЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ ПЛАНАРНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Исследование характеристик сильно расходящегося излучения лазерных диодов актуально для лазерной техники. Особый интерес представляет периферийная область лазерного пучка, наиболее чувствительная к процессу деградации лазерного диода и диагностике модового состава. Анализ происходящих изменений параметров излучения затрудняет его малая интенсивность. Расширить область исследования пучка и преодолеть это затруднение позволяет использование для диагностики периферийной области пучка лазерного излучения планарных волноводов с большими коэффициентами усиления.

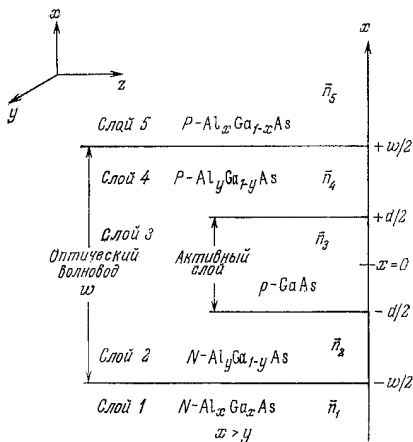


Рис. 1. Представление ДГС-РО-лазера как симметричного пятислойного диэлектрического плоского волновода

пучка, к осевой интенсивности излучения ($\theta = 0$) для гетероструктуры с симметричным пятислойным плоским диэлектрическим волноводом, граница которого имеет координату $z = 0$ (рис. 1). На основании полученного соотношения можно сделать вывод о состоянии гетероструктуры.

Анализ диаграммы направленности излучения лазерного диода с двусторонней гетероструктурой (ДГС-лазера) в дальней зоне позволяет получить крайне важные сведения о распределении излучения внутри волновода, а значит, и о состоянии гетероструктуры и степени ее деградации [1]. В работе [1] дана формула для расчета диаграммы направленности излучения для гетероструктуры с симметричным трехслойным плоским диэлектрическим волноводом, граница которого имеет координату $z = 0$.

В работе автора приведен вывод формулы для расчета отношения интенсивности излучения, распространяющегося под углом θ к оси

Литература

1. Кейси Х., Паниш М. Лазеры на гетероструктурах. Т. 1. М.: Мир, 1981.

ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА С ДВУСТОРОННЕЙ ГЕТЕРОСТРУКТУРОЙ

Детальный анализ диаграммы направленности излучения лазерного диода с двусторонней гетероструктурой (ДГС-лазера) в дальней зоне позволяет получить крайне важные сведения о распределении излучения внутри волновода, а значит, и о состоянии гетероструктуры и степени ее деградации. Кроме того, от вида диаграммы направленности излучения в плоскости, перпендикулярной плоскости p - n -перехода (далее – вертикальной плоскости), зависит выбор способа наиболее эффективного ввода излучения в оптическое волокно [1]. Именно поэтому определение функции, характеризующей диаграмму направленности в дальней зоне, является актуальной задачей.

В данной работе приведен вывод формулы для расчета диаграммы направленности излучения ДГС-лазера в вертикальной плоскости. Рассмотрена гетероструктура с симметричным трехслойным плоским диэлектрическим волноводом, граница которого имеет координату $z = 0$. В выбранной системе координат ось z направлена вдоль оси лазерного пучка, а слои гетероструктуры перпендикулярны оси x и параллельны оси y . При выводе формулы использовано приближение, что слои гетероструктуры не ограничены в направлении оси y .

Показано, что в дальней зоне в вертикальной плоскости отношение интенсивности излучения, распространяющегося под углом θ к оси пучка, к осевой интенсивности излучения ($\theta = 0$) равно

$$\frac{I(\theta)}{I(0)} = \left\{ \frac{(1+n) \cos \theta \left[(n^2 - \sin^2 \theta)^{1/2} + n \right] k (n_2^2 - n^2) \left[k \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \sin \theta \right) - \sin \theta \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda_0} \sin \theta \right) \right]}{2n \left[\cos \theta + (n^2 - \sin^2 \theta)^{1/2} \right] (n_2^2 - n^2 - \sin^2 \theta) (k^2 + \sin^2 \theta)} \right\},$$

где n – эффективный показатель преломления активной среды для волноводной моды; k – показатель затухания активной среды; n_2 – показатель преломления стенки волновода; λ_0 – длина волны излучения в вакууме; d – толщина волновода.

Литература

1. Кейси, М. Паниш. Лазеры на гетероструктурах. Т. 1. М.: Мир, 1981.

Е.В. Вильшанская, студ. (НИУ «МЭИ»); С.А. Саакян, асп.;
 В.А. Саутенков, науч. конс., к.ф.-м.н. (ОИВТ РАН);
 рук. Б.Б. Зеленер, к.ф.-м.н. (ОИВТ РАН, НИЯУ МИФИ)

ИДЕНТИФИКАЦИЯ РИДБЕРГОВСКИХ ПЕРЕХОДОВ АТОМОВ ЛИТИЯ-7 В МАГНИТООПТИЧЕСКОЙ ЛОВУШКЕ

В последнее время большой интерес представляет изучение систем, состоящих из высоковозбужденных ридберговских атомов, в связи с возможностью моделирования процессов в астрофизике, квантовых компьютерах и создания антивещества. В лаборатории ОИВТ РАН создана установка по лазерному охлаждению и удержанию атомов ${}^7\text{Li}$ в магнитооптической ловушке, предназначенная для исследования ультрахолодной ридберговской плазмы и ридберговского вещества [1].

Для получения ридберговских атомов использовался непрерывный УФ-лазер [2]. Важной задачей является точный контроль частоты УФ-лазера, который проводился с помощью частотно-калиброванного измерителя длины волны Angstrom WS-U для последующей идентификации ридберговских переходов. Идентификация осуществлялась по спаду флуоресценции облака холодных атомов (рис. 1).

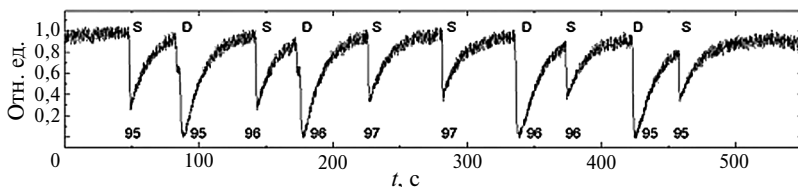


Рис. 1. Регистрация изменения флуоресценции при помощи фотоприемника

В работе номер n ридберговского перехода определялся по формуле (1), где ν_i — частота порога ионизации; ν_C — частота охлаждающего лазера; ν_n — измеряемая частота УФ-лазера, R_H — постоянная Ридберга. Так как D-состояние имеет наименьший квантовый дефект [3], связанный с отличием атома ${}^7\text{Li}$ от водорода, то для каждого n по формуле (1) легко определить, в какое из двух разрешенных состояний произошло возбуждение:

$$n = \sqrt{\frac{R_H}{(\nu_i - \nu_C - \nu_n)}}. \quad (1)$$

Литература

1. Зеленер Б.Б., Саакян С.А., Саутенков В.А. и др. // Письма в ЖЭТФ. 2013. Т. 98. С. 762.
2. Зеленер Б.Б., Саакян С.А., Саутенков В.А. и др. // Письма в ЖЭТФ. 2014. Т. 100. С. 408.
3. Собоelman И.И. Введение в теорию атомных спектров. М.: Наука, 1977. — 642 с.

ДВУМЕРНАЯ ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ЧАСТИЦ МЕТОДОМ ТЕНЕВОЙ АНЕМОМЕТРИИ ПО ИЗОБРАЖЕНИЮ ЧАСТИЦ

Метод теневой анемометрии по изображению частиц (ТАИЧ) (в англоязычной литературе – Particle Shadow Velocimetry) является разновидностью Particle Image Velocimetry (PIV) [1]. В настоящее время разработан только принцип этого метода, необходимы его тщательное изучение, тестирование, исследование возможностей практического применения. Разработка данного метода позволит проводить исследования потоков в труднодоступных местах с минимальными требованиями к оборудованию.

В ТАИЧ в качестве источника света применяется прямое излучение от импульсного источника, такого как светоизлучающий диод (LED), направленное по прямой линии на матрицу камеры. Для двумерной визуализации полета частицы в объеме потока используется узкая глубина резкости оптических установок. С помощью теней частиц, которые падают на яркий фон, создаются изображения, похожие на «негативный» или «обратный» из обычного режима рассеивания АИЧ. Схема метода показана на рис. 1.

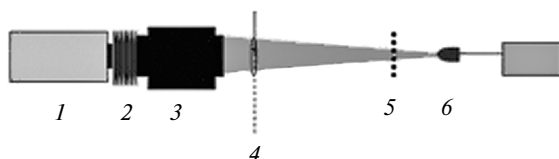


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

1 – камера; 2 – сильфон; 3 – объектив; 4 – область потока; 5 – светофильтр; 6 – светодиод

В схеме установки, основанной на методе ТАИЧ, глубина резкости, поле зрения и рабочее расстояние должны быть скорректированы с помощью распорки или гофрированной трубки, вставленной между корпусом камеры и объективом. Глубина резкости уменьшается с расстоянием и увеличением апертуры, таким образом можно создать очень тонкую сфокусированную плоскость.

В работе будет представлена работа тестовой установки ТАИЧ, представлены зависимости погрешности результатов от различных параметров экспериментальной установки.

Литература

1. **Estevadeordal J., Goss L.** PIV with LED: Particle Shadow Velocimetry (PSV) // Innovative Scientific Solutions, Inc., Dayton, OH, 2005.

Т.Е. Гришуткина, студ.; рук. А.Я. Карасик, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ ВОЛНОВОДОВ НА ОСНОВЕ ФТОРИДНЫХ КЕРАМИК И КРИСТАЛЛОВ CaF_2 , SrF_2 , LiF И ИХ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ

Планарные волноводы (ПВ) находят применение в разных областях оптики и квантовой электроники [1]. Особый интерес представляют ПВ на основе кристаллов, активированных трехвалентными редкоземельными ионами, способными усиливать оптическое излучение в широкой видимой и ИК областях спектра.

Настоящая работа посвящена экспериментальному исследованию оптических характеристик керамических и кристаллических ПВ. Для исследования созданы образцы волноводных структур методом горячего формования, впервые разработанным для создания ПВ в ИОФ РАН им. А.М. Прохорова под руководством зав. лаб. В.А. Конюшкина.

С помощью микровизора проходящего света $mVizo - 101$ представлены изображения волноводных структур, определено качество границ. Путем численного моделирования рассчитано количество мод, распространяющихся в ПВ. Проведена проверка структуры ПВ с двойной светоотражающей оболочкой, позволяющей повысить эффективность возбуждения сердцевины при возбуждении волноводов источниками излучения с большой расходимостью излучения. Полученное с помощью микроскопа изображение грани структуры волновода представлено на рис. 1, где сердцевина – пластина $\text{CaF}_2\text{-YF}_3(12 \text{ вес.}\%)\text{-NdF}_3(1 \text{ вес.}\%)$, первая отражающая оболочка – слой полимера, вторая отражающая оболочка – кристаллическая пластина LiF .

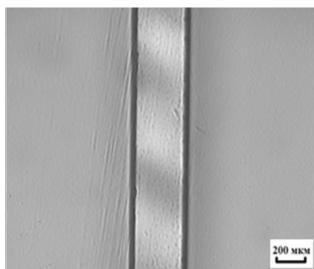


Рис. 1. Структура планарного волновода

Литература

1. **Керамические** планарные волноводные структуры для усилителей и лазеров / Конюшкин В.А. и др. // Квантовая электроника. 2013. № 43(1). С. 60–62.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОЩЕНИЯ В УФ СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ В ВКР-АКТИВНЫХ КРИСТАЛЛАХ

Вынужденное комбинационное рассеяние (ВКР) является нелинейным процессом, которое позволяет получить лазерное излучение на новых длинах волн. Коэффициент ВКР усиления увеличивается при переходе к коротким длинам волн. Цель настоящей работы – исследование поглощения ВКР-активных кристаллов в синей и ближней УФ спектральных областях и определение ширины запрещенной зоны в кристаллах.

Для измерения спектров поглощения кристаллов использовался двухканальный спектрофотометр Cary 5000. Использовались образцы кристаллов BaWO_4 , SrMoO_4 , GdVO_4 и $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$ толщиной от 200 мкм до 5 мм. Среди исследованных кристаллов вольфрамат бария обладает самой широкой областью прозрачности в УФ вплоть до 264 нм.

Для проведения исследований ширины запрещенной зоны E_g измерялись спектры поглощения образцов при комнатной температуре (300 К) и температуре жидкого азота (77 К). При охлаждении спектр поглощения кристаллов смещается в ближнюю УФ область. С помощью правила Урбаха [1] были определены ширины запрещенных зон в исследуемых кристаллах: для BaWO_4 значение ширины запрещенной зоны составило $E_g \approx 5,8$ эВ, для SrMoO_4 – $E_g \approx 4,4$ эВ, для GdVO_4 – $E_g \approx 5,2$ эВ, для LGS – $E_g \approx 6,5$ эВ. Несмотря на то, что LGS имеет большую ширину запрещенной зоны, в нем наблюдается поглощение в области 300–500 нм, связанное с центрами окраски, обусловленными неконтролируемыми примесями.

Проведенные исследования показали, что среди исследуемых кристаллов вольфрамат бария является наиболее перспективным для создания ВКР лазера в ближнем УФ спектральном диапазоне. Разработка технологии роста кристаллов LGS высокого оптического качества, уменьшение концентрации неконтролируемых примесей в нем позволят использовать его для ВКР в ближнем УФ.

Литература

1. **Urbach F.** The Long Wavelength Edge of Photographic Sensitivity and of the Electronic Absorption of Solids // Phys. Rev. 1953. No 92. P. 1324.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕФРАКЦИИ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ В ДВУХСЛОЙНОЙ ЖИДКОСТИ

На границе двух жидкостей с разными физическими параметрами возникает диффузионный слой, который является оптически неоднородной средой. Исследование диффузионного слоя между различными жидкостями необходимо для решения многих задач медицины, пищевой промышленности. Этот слой активно исследуется методом лазерной рефрактографии [1]. Для оптимизации расчета и анализа получаемых рефрактограмм необходимо выбрать функцию изменения показателя преломления в диффузионном слое.

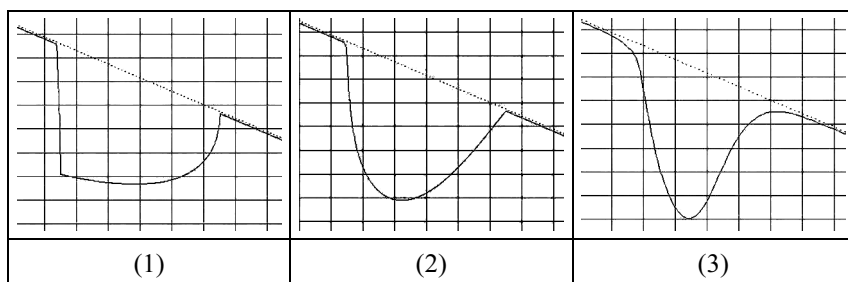
Методом компьютерного моделирования было проведено исследование влияния параметров диффузионного слоя на вид рефракционных картин. Рефрактограммы моделировались для следующих функций:

$$n(x) = \frac{n_1 + n_2}{2} + \frac{n_1 - n_2}{2} \left(\frac{x - x_s}{h} \right), \quad (1)$$

$$n(x) = \frac{n_1 + n_2}{2} + \frac{n_1 - n_2}{2} \sin \left(\frac{\pi(x - x_s)}{2h} \right), \quad (2)$$

$$n(x) = \frac{n_1 + n_2}{2} + \frac{n_1 - n_2}{2} \operatorname{th} \left(\frac{3(x - x_s)}{h} \right). \quad (3)$$

Приведены рефрактограммы для различных функций $n(x)$.



Приведенные рефрактограммы могут быть использованы при компьютерной обработке экспериментальных рефрактограмм.

Литература

1. Евтихиева О.А., Расковская И.Л., Ринкевичюс Б.С. Лазерная рефрактография. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2008. – 176 с.

Д.А. Макашов, студ.; рук. С.Н. Горчаковский, зам. нач. отд.;
конс. О.В. Печинская, нач. группы (НИУ «МЭИ», ОАО «НПК «СПП»)

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ФОКУСИРОВКИ ОПТИКО-МЕХАНИЧЕСКОГО БЛОКА АСТРОМЕТРИЧЕСКОГО КАНАЛА ИНФОРМАЦИОННОГО ТЕЛЕСКОПА

В оптической астрометрии одним из основных факторов, влияющих на точность получаемой координатной информации, является фокусировка изображения [1, 2]. С целью повышения точности координатной информации, проведен анализ тонкой фокусировки астрометрического канала телескопа информационного Алтайского оптико-лазерного центра.

Рассмотрены три схемы реализации подфокусировки: путем перемещения полевой линзы астрометрического канала, перемещением силового компонента (термокомпенсатора) астрометрического канала и с помощью перемещения матрицы фотоприемного устройства.

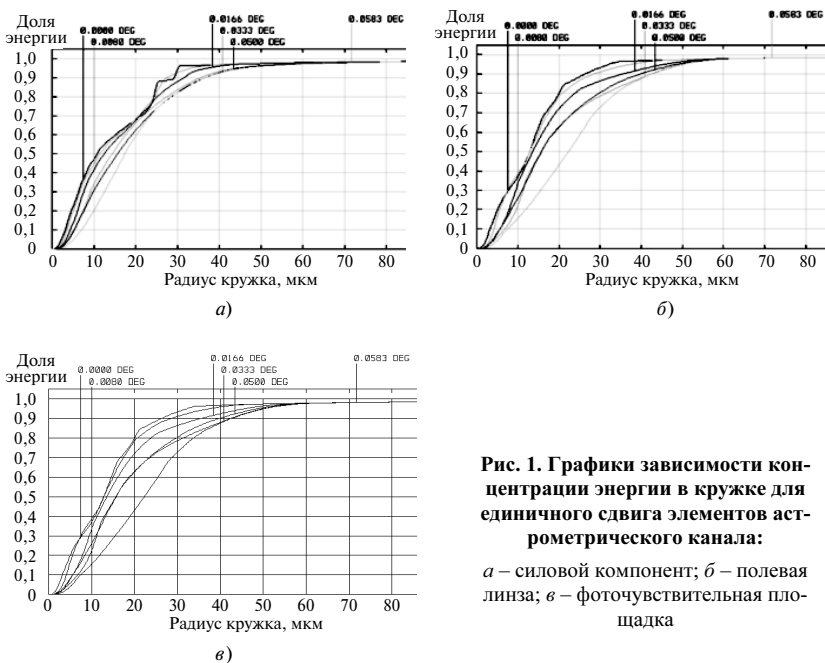


Рис. 1. Графики зависимости концентрации энергии в кружке для единичного сдвига элементов астрометрического канала:

a – силовой компонент; *б* – полевая линза; *в* – фоточувствительная площадка

Путем сравнения графиков распределения энергии в кружке рассеяния и диаграмм кружков рассеяния был выбран оптимальный способ тонкой

под фокусировки: перемещение фоточувствительной площадки фотоприемного устройства с помощью платформы Дональда Клемента.

Литература

1. **Грызулин С.И.** Юстировка оптических трактов. М.: МАКС Пресс, 2011. – 281 с.
2. **Serge Brunier, Anne-Marie Lagrange.** Great observatories of the world. Firefly books. 2005, 344 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОСКОПИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТУЛИЯ И ГОЛЬМИЯ ВО ФТОРИДНЫХ КЕРАМИКАХ ДЛЯ ДВУХМИКРОННЫХ ЛАЗЕРОВ

В настоящее время существует актуальная потребность в поиске и исследовании новых материалов для лазеров двухмикронного диапазона, поскольку это излучение попадает в так называемые «окна прозрачности» земной атмосферы и соответствует интенсивным полосам поглощения многих молекулярных газов, что позволяет проводить дистанционный мониторинг состава атмосферы.

Прогресс в этой области может быть связан с разработкой устройств на основе фторидных материалов, особенностью которых является формирование различных оптических центров редкоземельных ионов активатора из-за гетеровалентного характера замещения двухвалентных катионов матрицы, что требует компенсации избыточного заряда. Одними из наиболее перспективных материалов для получения лазерной генерации в области 2 мкм являются фторидные керамики, активированные ионами Tm^{3+} и Ho^{3+} . Ионы тулия во фторидных керамиках имеют тенденцию к образованию парных кластеров, что обеспечивает высокую эффективность генерации на таких кристаллах за счет процесса кросс-релаксации. Эффективность генерации фторидов, активированных ионами гольмия, при накачке в двухмикронную полосу поглощения обусловлена квазитрехуровневой структурой уровней ионов гольмия.

В работе приведены результаты исследования спектрально-оптических, кинетических и генерационных свойств ионов тулия и гольмия во фторидной керамике CaF_2 . Измерены спектры поглощения, люминесценции ионов тулия и гольмия, из чего сделан вывод о полосах поглощения исследуемых ионов и об ожидаемой длине волны генерации. Было измерено время жизни ионов исследуемых редкоземельных элементов на метастабильном уровне, что дает понимание о сечении излучения этих ионов на исследуемом двухмикронном переходе. Также была получена генерация на длине волны 2 мкм для тулия в керамике $Tm:CaF_2$ и на длине волны 2,1 мкм для гольмия в керамике $Tm-Ho:CaF_2$.

КОНТРОЛЬ МОЩНОСТИ ГЕНЕРАЦИИ ИЗЛУЧЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА НА ОСНОВНОЙ МОДЕ

Если функция $f(\theta, \alpha)$ характеризует диаграмму направленности одно-модового излучения, то мощность такого излучения при распространении его в телесном угле Ω определяется из следующего соотношения [1, 2]:

$$P_{\Omega} = I(0) \int_0^{\theta_{\Omega}} \int_0^{2\pi} f(\theta, \alpha) d\alpha \sin \theta d\theta, \quad (1)$$

где θ и α – текущие сферические координаты – полярный угол и широта; θ_{Ω} – плоский угол при любой широте α ; $I(0)$ – осевая сила излучения.

Измерения параметра P_{Ω} обеспечиваются с помощью автономно калибруемого термоэлектрического приемника излучения ИМО-4, центр приемной площадки коллектора энергии которого расположен на оси диаграммы направленности, а сама площадка перпендикулярна к этой оси.

Полная мощность излучения ЛД P_{Σ} находится расчетным путем с использованием следующего соотношения:

$$P_{\Sigma} = I(0) \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} f(\theta, \alpha) d\alpha \sin \theta d\theta, \quad (2)$$

где $I_0(0)$; $f(\theta, \alpha)$; θ и α имеют тот же смысл, что и в (1).

Из этого выражения следует, что для определения P_{Σ} необходимо знать осевую силу излучения. Для определения осевой силы излучения используется формула

$$I(0) = \frac{P_{\text{ИМО-4}}}{\Omega} = \frac{P_{\text{ИМО-4}} \cdot 4L_D^2}{\pi D^2}, \quad (3)$$

где $P_{\text{ИМО-4}}$ – мощность излучения ЛД, падающего на приемную поверхность ИМО-4; L_D – расстояние от выходного зеркала лазера до диафрагмы; D – диаметр диафрагмы, установленной перед ИМО-4. Подставляя (3) в (2), находим P_{Σ} , что позволяет обеспечить контроль мощности генерации лазерного диода.

Литература

1. **Определение** модового состава излучения лазерного диода в открытое пространство / В.В. Близнюк и др. // Метрология. 2013. № 12. С. 16–26.
2. **Мощные** одномодовые лазерные диоды на основе квантоворазмерных гетероструктур InGaAs/AlGaAs, легированных углеродом / Е.И. Давыдова и др. // Квантовая электроника. 2009. Т. 39. № 1. С. 18–20.

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ВНУТРЕННИХ НАПРЯЖЕНИЙ В СТЕКЛЯННОЙ ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЛАСТИНЕ

Качество плоскопараллельных стеклянных пластин является важной характеристикой при их применении в качестве просмотровых окон. Наличие свилей, царапин, сколов, внутренних напряжений может дать большую погрешность измерений оптическими методами. Предложен контроль качества плоскопараллельных пластин с помощью теневого фонового метода [1, 2].

Для экспериментальных исследований специально была взята плоскопараллельная пластина плохого качества. На ней присутствуют на всех четырех краях сколы и напряжения. На пластине есть царапины и область с пузырьками воздуха, находящимися внутри стекла. В результате кросс-корреляционной обработки (рис. 1) с большой областью опроса визуализированы сколы пластины и краевые напряжения. Однако не видно влияния царапин и пузырьков воздуха, так как они являются мелкомасштабными.

Следующим шагом на пластину была нанесена с помощью мела область, моделирующая множественные царапины. В результате обработки получено, что данная область четко выражена на картине распределения коэффициентов корреляции.

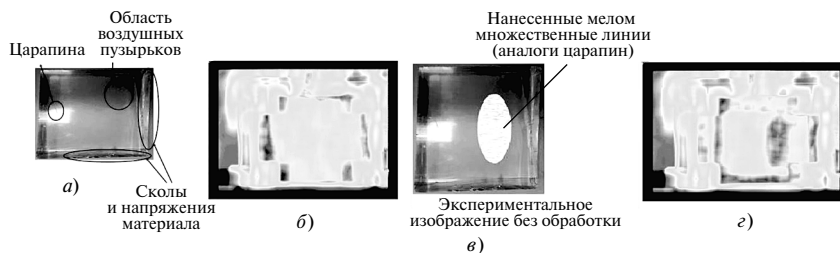


Рис. 1. Фотографии пластины и результаты обработки:

а – фотография плоскопараллельной пластины; *б* – результат кросс-корреляционной обработки с большой областью опроса; *в* – добавление аналогов механических повреждений; *г* – результат кросс-корреляционной обработки

Литература

1. Meier G.E.A. Computerized background-oriented schlieren // Experiments in Fluids. 2002. No 33.
2. Venkatakrishnan L., Meier G.E.A. Density measurements using the Background Oriented Schlieren technique // Experiments in Fluids. 2004. No 37.

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВОЙ ЗАВИСИМОСТИ КОНТРАСТА ТЕ- И ТМ-КОМПОНЕНТ ОДНОМОДОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА

Эффективное продолжительное использование лазерных диодов невозможно без контроля состояния их гетероструктуры, о котором можно судить, измеряя параметры их излучения [1]. Если известно, что лазерный диод излучает основную моду и его излучение состоит из ТЕ-, ТМ-компонент и естественной составляющей, то для определения контраста ТЕ- и ТМ-компонент справедлива следующая формула:

$$K(\theta) = \frac{J_{\text{ТЕ}}(\theta) - J_{\text{ТМ}}(\theta)}{J_{\text{ТЕ}}(\theta) + J_{\text{ТМ}}(\theta) + J_{\text{доп}}(\theta)}, \quad (1)$$

где $J_{\text{ТЕ}}$ и $J_{\text{ТМ}}$ – интенсивности ТЕ- и ТМ-компоненты; $J_{\text{доп}}$ – дополнительная интенсивность, обусловленная наличием естественной составляющей; θ – азимут пучка, а именно: угол между центральной осью пучка и осью измеряемого пучка, заключенного в некотором малом телесном угле в плоскости, перпендикулярной p - n -переходу.

Если мощность излучения, падающего нормально на приемную площадку измерительного устройства, равна интегралу интенсивности по координатам приемной площадки, то в формуле (1) можно подставить вместо $J_{\text{ТЕ}}(\theta)$, $J_{\text{ТМ}}(\theta)$ и $J_{\text{доп}}(\theta)$ соответственно мощности приведенных выше компонент $P_{\text{ТЕ}}(\theta)$, $P_{\text{ТМ}}(\theta)$ и $P_{\text{доп}}(\theta)$. Если выходной токовый сигнал прямо пропорционален падающей на приемное устройство мощности, то формула (1) принимает следующий вид:

$$K(\theta) = \frac{i_{\text{ТЕ}}(\theta) - i_{\text{ТМ}}(\theta)}{i_{\text{ТЕ}}(\theta) + i_{\text{ТМ}}(\theta) + i_{\text{доп}}(\theta)}, \quad (2)$$

где $i_{\text{ТЕ}}(\theta)$, $i_{\text{ТМ}}(\theta)$ и $i_{\text{доп}}(\theta)$ – выходной токовый сигнал, соответствующий мощности каждой из компонент. И в результате проведенных измерений контраста излучения нескольких лазерных диодов показано, что значение контраста примерно постоянно в широком диапазоне углов θ в плоскости, перпендикулярной p - n -переходу. В таком случае данный параметр можно измерять и при больших значениях угла θ , практически не нарушая режима работы лазерного диода. Изменение контраста и говорит об изменениях в самой гетероструктуре лазерного диода.

Литература

1. **Крайнов И.В.** Автономно калибруемое средство измерений пространственно-энергетических и поляризационных характеристик излучения лазерных диодов: Автореф. на соискание ученой степени канд. техн. наук. М., 2014. – 20 с.

РЕФРАКЦИЯ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ЛАЗЕРНОГО ПУЧКА В ДИФФУЗИОННОМ СЛОЕ ЖИДКОСТИ

Диффузионный слой возникает на границе раздела двух жидкостей с различными физическими параметрами. Исследование переходного (диффузионного) слоя между различными жидкостями необходимо для решения многих задач химии, гидрофизики и др. Для его исследования как оптически неоднородной среды возможно применение метода лазерной рефрактографии [1]. Схема установки, реализующей данный метод, представлена на рис. 1. Излучение лазера с дифракционным элементом 1 коллимируется линзой 2, в результате кювета 3 с исследуемой средой зондируется уже цилиндрическим лазерным пучком [2]. На экране 4 наблюдается рефрактограмма, которая содержит информацию о параметрах диффузионного слоя оптически неоднородной среды.

В ходе компьютерного моделирования был разработан алгоритм расчета траекторий семейства лучей, составляющих цилиндрический пучок, 2D- и 3D-рефрактограмм. На основе этого была создана программа, позволяющая визуализировать динамику изменения моделей рефрактограмм (рис. 2) в зависимости от различных параметров как самого лазерного пучка, так и исследуемой среды.

Компьютерное моделирование рефракции цилиндрического пучка в неоднородной среде позволяет исследовать влияние различных параметров установки и диффузионного слоя на внешний вид рефрактограмм, сравнивать модели и экспериментальные результаты, подбирать оптимальные условия проведения эксперимента.

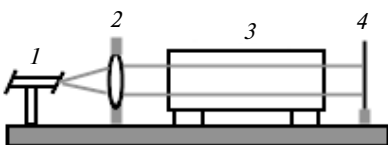


Рис. 1. Схема установки для исследования диффузионного слоя лазерным рефрактографическим методом

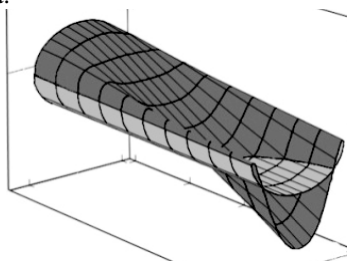


Рис. 2. Пример 3D-рефрактограммы цилиндрического лазерного пучка

Литература

1. Евтихьева О.А., Расковская И.Л., Ринкевичюс Б.С. Лазерная рефрактография. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 176 с.
2. Рефракция цилиндрического лазерного пучка в температурном пограничном слое / И.Л. Расковская, Б.С. Ринкевичюс, А.В. Толкачев, Е.С. Ширинская // Оптика и спектроскопия. 2009. Т. 106. № 6. С. 1016–1022.

Д.Г. Сычёв, студ.; рук. Н.М. Скорнякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ВОЗДУШНОГО ВИХРЯ ТЕНЕВЫМ ФОНОВЫМ МЕТОДОМ

Потоки жидкости или газа довольно часто встречаются как в натуральных условиях, так и в технических устройствах. Далеко не всегда то или иное явление доступно человеческому глазу, поэтому в таких случаях применяются методы визуализации.

В данной работе рассмотрена возможность визуализации тороидального воздушного вихря при помощи теневого фонового метода (ТФМ). Запуск тороидального вихря проводился параллельно фоновому экрану при помощи генератора воздушных вихрей, воздух внутри которого был подогрет горением ацетона примерно до 50 °С. Комнатная температура при этом составляла около 23 °С. Регистрация изображений осуществлялась на высокоскоростную камеру модели FastecHiSpec 1 с частотой 1000 кадров в секунду.

На рис. 1 представлен результат обработки полученных изображений. На изображениях хорошо видна структура зарождения вихря и его распространения.

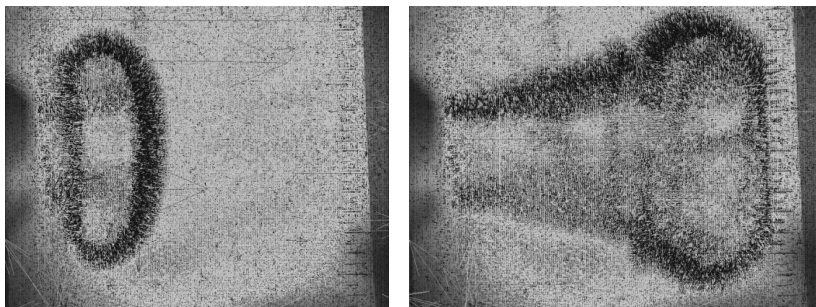


Рис. 1. Визуализация тороидального вихря

Полученные результаты показывают, что ТФМ достаточно надежно визуализирует основные элементы тороидального вихря, в частности непосредственно его внешнюю поверхность и след. С учетом того что поле визуализации теневым фоновым методом определяется лишь полем зрения регистрирующей аппаратуры, а классические методы визуализации (теневой и интерферометрический) имеют сравнительно небольшое поле зрения (не более метра), теневого фонового метода является весьма перспективным для использования в больших аэродинамических трубах для визуализации оптических неоднородностей течения в пределах нескольких метров при обтекании испытываемых моделей.

Секция 10

ФОТОНИКА

Председатель секции — д.т.н., профессор В.П. БудаК
Секретарь секции — аспирант О.В. Шагалов

Д.А. Афонченко, студ.; рук–ли В.П. БудаК, д.т.н., проф.;
В.С. Желтов, к.т.н. (НИУ «МЭИ»)

ПРОГРАММНЫЙ РАСЧЕТ СВЕТОВЫХ ПОЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЛОКАЛЬНЫХ ОЦЕНОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ EMBREEAPI

Уравнение глобального освещения (ГО), представляющее собой интегральное уравнение второго рода [1], лежит в основе математического моделирования осветительных установок и в основе всей компьютерной графики:

$$L(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{l}}) = L_0(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{l}}) + \frac{1}{\pi} \int L(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{l}}') \sigma(\mathbf{r}; \hat{\mathbf{l}}, \hat{\mathbf{l}}') |(\hat{\mathbf{N}}, \hat{\mathbf{l}}')| d\hat{\mathbf{l}}'.$$

Самыми распространенными методами математического моделирования, применяемыми к данному уравнению, являются метод излучательности и метод фотонных карт. Новый подход к моделированию уравнения ГО предложен на кафедре светотехники МЭИ – локальные оценки [2]. Этот метод позволяет рассчитывать независимо друг от друга прямую освещенность и освещенность от многократных отражений, что дает возможность сделать результат более гибким и применять его в решении ряда специфических задач. Отдельную сложность представляет трассировка лучей по сцене, эту задачу упрощает использование библиотеки EmbreeAPI. Пример визуализации трехмерной сцены с использованием метода локальных оценок и EmbreeAPI представлен на рис. 1.



Рис. 1. Пример визуализации трехмерной сцены

Использование Embree API дает возможность ускорить процесс расчета и сделать результат более гибким для решения ряда светотехнических задач.

Литература

1. **Kajiya J.T.** The rendering equation // Computer Graphics (Proc. SIGGRAPH'86). 1986. Vol. 20. No 4. P. 143–150.
2. **BudakV., ZheltoV.** Local Monte Carlo estimation methods in the solution of global illumination equation // 22nd International Conference in Central Europe on Computer Graphics, Visualization and Computer Vision “WSCG'2014”, 2014. Communication Papers Proceedings. P. 25–30.

А.А. Делян, Р.А. Делян, студенты; рук. Н.П. Елисеев, доц. (НИУ «МЭИ»)

О ЦИРКАДНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИС В СИСТЕМАХ ДИНАМИЧНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Свет как неотъемлемый элемент жизненной среды человека влияет на здоровье людей любого возраста, при любых видах работы и отдыха. Воздействие света на человека определяется как количественными и качественными параметрами световой среды, так и возрастной анатомии, психофизиологии зрения и фотобиологии.

Обнаружение в [1] в сетчатке третьего типа фоторецепторов, не участвующего в формировании зрительного восприятия, но отвечающего за биологическое воздействие света, определяет необходимость нового подхода к проектированию ОУ. Естественный свет и его ритм в течение суток и в годовом цикле играют доминирующую роль в контроле биологических часов. Поэтому целесообразно провести анализ циркадной эффективности естественного света и искусственных ИС, используемых в системах динамического освещения (СДО) [2].

Проведенные расчеты показали, что с изменением фазы дневного света с 4500 до 6500 К коэффициент циркадной эффективности a_{cv} возрастает от 0,68 до 0,97 (44 %). Аналогичная тенденция наблюдается для излучения СИД: люминофорных (ЛСИД) от 0,61 до 0,89, с тремя от 0,68 до 0,94 и четырьмя кристаллами от 0,645 до 0,934. Для ЛЛ изменение a_{cv} составляет 25 % от 0,72 до 0,9.

С изменением зенитных расстояний точки визирования неба в заревом сегменте величина a_{cv} увеличивается с 0,68 до 1,03. Величина a_{cv} как СИД, так и ЛЛ при $T_{цв} = 9000$ К незначительно отличается от a_{cv} естественного света. При $T_{цв} = 5500$ К для излучения всех ИС коэффициент a_{cv} минимален. Следует отметить, что наибольшее отличие значения a_{cv} наблюдается для излучения 3-кристалльных СИД и ЛЛ, достигающих 24 %.

При изменении зенитных расстояний Солнца в заревом сегменте наблюдается рост величины a_{cv} от 0,64 до 0,85. Величина a_{cv} при $T_{цв} = 6000$ К для ЛСИД меньше величины a_{cv} естественного света на 13 %, при этом величина a_{cv} для остальных ИС отличается незначительно. При $T_{цв} = 4400$ К для излучения всех ИС коэффициент a_{cv} минимален. Наибольшее отличие значения a_{cv} наблюдается для излучения ЛЛ – оно достигает 10 %.

Таким образом, в СДО целесообразно использовать 4-кристалльные СИД, которые обеспечивают динамику естественного освещения в течение дня.

Литература

1. **Berson D.M., Dunn F.A., Takao M.** Phototransduction by retinal ganglion cells that set the circadian clock // Science. 2002. Vol. 295. P. 1070.
2. **Баргенбах К.** Свет и здоровье // Светотехника. 2009. № 2.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ СОБОЛЕВА ДЛЯ ТОЧЕЧНОГО ИСТОЧНИКА МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

Для нахождения различных светотехнических параметров при расчете сложных сцен используются численные методы, которые отличаются в первую очередь математическим аппаратом, а следовательно, точностью расчета и скоростью. Чтобы оценить точность расчета того или иного метода, необходимо эталонное решение, которым является задача Соболева – аналитическое решение уравнения излучательности для точечного изотропного источника между двух параллельных бесконечных плоскостей.

В данной работе был проведен аналитический расчет задачи Соболева в программе MatLab (рис. 1) и осуществлено моделирование данной задачи методом Монте-Карло также в программе MatLab. Моделирование было разбито на несколько этапов: 1) загрузка сцены из программы 3ds Max; 2) розыгрыш направления лучей, трассируемых из источника; 3) поиск пересечения луча с гранью объекта и расчет освещенности.

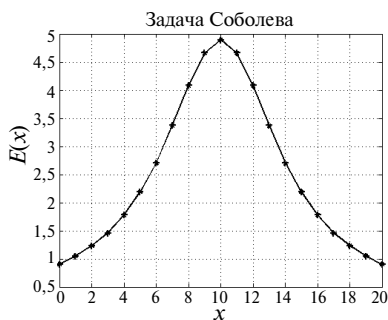


Рис. 1. Распределение освещенности в задаче Соболева:
 E – облученность; x – координата

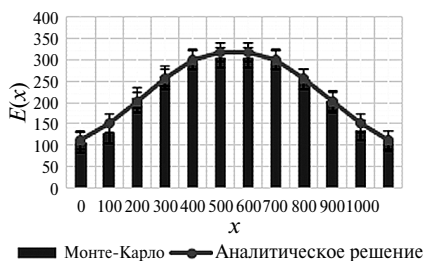


Рис. 2. Распределение прямой освещенности при моделировании методом Монте-Карло при числе испытаний 100 000

Необходимо отметить, что метод прямого моделирования Монте-Карло – это численный метод, основанный на моделировании случайных величин, в результате которого мы получили значения освещенности не в точках, а усредненное значение на каждой грани; результаты для прямой составляющей освещенности представлены в виде гистограммы с нанесенными значениями аналитически вычисленной прямой освещенности (рис. 2). Точность метода при этом зависит в первую очередь от количества трассируемых лучей. На гистограмме указана точность расчетов в каждой точке по дисперсии.

Ю.С. Жданюк, С.Ю. Князев, К.М. Иванов, студенты;
рук. С.П. Астахов, к.т.н., доц. (Филиал МЭИ в г. Смоленске)

ПРОВЕРКА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР В АВТОМАТИЗИРОВАННОМ РЕЖИМЕ

Существующие методики контроля основных параметров (чувствительность и разрешающая способность) телевизионных камер (ТВК) носят многоступенчатый характер и требуют постоянного участия оператора (визуального контроля ряда параметров и фиксации промежуточных результатов). Поэтому необходима универсальная методика контроля параметров ТВК, обеспечивающая:

- комплексное оценивание параметров испытываемых ТВК;
- возможность документирования параметров испытываемых ТВК или представления их в виде, удобном для восприятия и проведения сравнительного анализа нескольких испытываемых образцов;
- сведения роли оператора к участию только в подготовительных операциях методики контроля параметров ТВК.

Структура установки для измерения параметров ТВК может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.

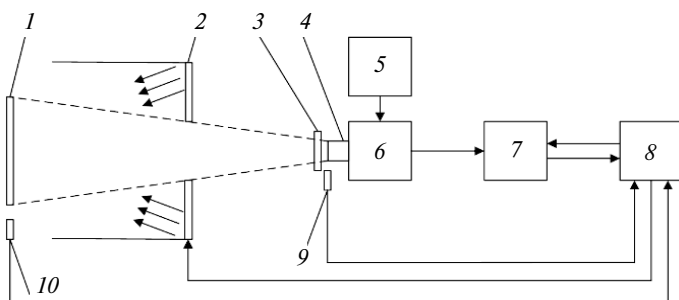


Рис. 1. Структура установки для проверки основных параметров телевизионных камер:

1 – испытательная таблица; 2 – устройство, позволяющее создавать и менять в заданных пределах освещенность; 3 – инфракрасный светофильтр; 4 – объектив; 5 – блок питания стабилизированный; 6 – телевизионная камера; 7 – персональный компьютер; 8 – устройство (плата) сопряжения приборов и устройств с ПК; 9 – люксметр в плоскости объектива; 10 – люксметр в плоскости испытательной таблицы

В автоматизированном режиме измерение чувствительности (разрешающей способности) проводится путем запуска специально разработанного программного обеспечения, управляющего работой устройства, создающего и изменяющего в заданных пределах освещенность на телевизионной испытательной таблице и реализующего алгоритмы:

- выбора участка телевизионной испытательной таблицы с чередующимися черными и белыми областями (с пространственно-частотной мирой);
- изменения уровней освещенности на телевизионной испытательной таблице в соответствии с заданным законом;
- измерения уровней сигнала от чередующихся черных и белых областей для различных уровней освещенности;
- анализа (сравнения) уровней сигнала от чередующихся черных и белых областей для различных уровней освещенности (от пространственно-частотной мирой) в соответствии с заданным правилом.

К.М. Иванов, Ю.С. Жданюк, С.Ю. Князев, студенты;
рук. С.П. Астахов, к.т.н., доц. (Филиал МЭИ в г. Смоленске)

КОМПЛЕКСНАЯ МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР, РАБОТАЮЩИХ В КОРТКОВОЛНОВОЙ ОБЛАСТИ ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА

Измерительной задачей комплексной методики измерения параметров телевизионных камер, работающих в коротковолновой области инфракрасного диапазона, является измерение численного значения разрешающей способности в условиях заданных (изменяемых) параметров внешней энергетической освещенности (облученности) и измерение численного значения чувствительности как:

а) минимальной энергетической освещенности (облученности) на объекте в рабочем спектральном диапазоне;

б) минимальной энергетической освещенности (облученности) на матрице ПЗС.

Существующие методики контроля основных параметров носят многоступенчатый характер и требуют постоянного участия оператора (визуального контроля ряда параметров и фиксации промежуточных результатов).

Предлагается универсальная методика контроля параметров телевизионных камер, работающих в коротковолновом инфракрасном диапазоне. Установка, реализующая предлагаемую методику, представлена на рис. 1.

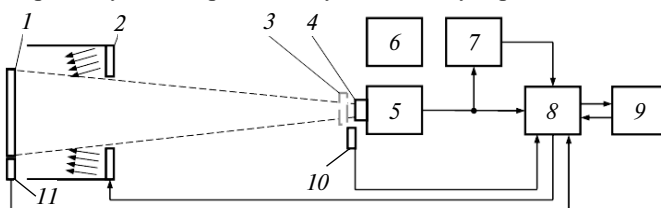


Рис. 1. Специализированная установка для измерения параметров телевизионных камер, работающих в коротковолновой области инфракрасного диапазона:

1 – испытательная таблица; 2 – устройство, задающее освещенность в спектральном диапазоне 0,76 – 3 мкм; 3 – светофильтры, формирующие спектральную характеристику; 4 – объектив; 5 – камера; 6 – блок питания стабилизированный; 7 – телевизионный осциллограф с выбором строки; 8 – плата сопряжения приборов и устройств с ПК; 9 – персональный компьютер; 10 – радиометр в плоскости объектива; 11 – радиометр в плоскости испытательной таблицы

Данная методика измерения параметров камер, работающих в коротковолновой области инфракрасного диапазона обеспечивает:

- комплексное оценивание параметров испытываемых камер;

- возможность документирования параметров испытываемых камер или представления их в виде, удобном для восприятия и проведения сравнительного анализа нескольких испытываемых образцов;
- свести роль оператора в измерениях к минимуму.

Погрешности результатов измерения параметров камер с использованием разработанной методики определяются в основном инструментальной погрешностью средств измерений.

МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ ПАРАБОЛОИДНОГО ПРОЖЕКТОРА

Методы фотометрии разделяются на два вида: фотометрия ближнего поля (ФБП) и дальнего поля (ФДП). ФБП используют при моделировании световых приборов (СП), где учитываются размеры и распределение яркости по поверхности источника света (ИС) в различных направлениях. Большой объем данных ФБП [1] избыточен для проведения светотехнических расчетов (СР) осветительных установок (ОУ) и является препятствием для их широкого внедрения. ФДП используют в СР ОУ. СП представляется точечным, а расстояние фотометрирования зависит от максимального размера излучателя и определены в [2]. Основной недостаток ФДП – невозможность ее использования в ближнем поле, что актуально, например, в архитектурном или офисном освещении.

Задача состоит в построении модели излучения СП, достаточной для проведения СР ОУ в ближнем поле с определенной точностью $+20/-10\%$.

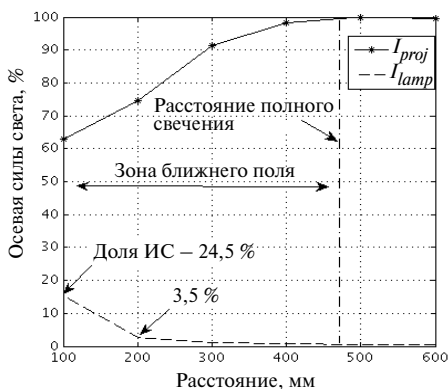


Рис. 1. Зависимость осевой силы света прожектора (I_{proj}) и источника света (I_{lamp}) от расстояния фотометрирования

В программе TracePro была смоделирована модель излучения параболического прожектора диаметром 500 мм и фокусным расстоянием 38 мм с металлогалогенной лампой POWERBALL HSI-T 70W и получены следующие результаты: доля излучения ИС в ближнем поле составляет до 25 % силы света прожектора и убывает по мере удаления от светового отверстия (рис. 1). Для различных типов ИС и других габаритов отражателей эта до-

ля будет разной так же, как и параметры ближней зоны. В любом случае модель излучения любого подобного СП в ближнем поле можно представить в виде комбинации стандартной модели ФДП (.ies) и обработанной определенным образом модели ФБП источника света, представляющей собой набор изображений. Далее планируется построение измерительной установки.

Литература

1. **Mas A., Martin I., Patow G.** Compression and Importance Sampling of Near-Field Light Sources // Comput. Graph. Forum. 2008. Vol. 27, No 8. P. 2013-2027.
2. **ГОСТ Р 54350-2011** «Приборы осветительные. Светотехнические требования и методы испытаний».

С.Ю. Князев, К.М. Иванов, Ю.С. Жданюк, студенты;
рук. С.П. Астахов, к.т.н., доц. (Филиал МЭИ в г. Смоленске)

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР УФ-ДИАПАЗОНА

Существующие методики контроля основных параметров (чувствительности и разрешающей способности) телевизионных камер УФ-диапазона (ТВКУФ) носят многоступенчатый характер и требуют постоянного участия оператора (визуального контроля ряда параметров и фиксации промежуточных результатов). Поэтому существует необходимость разработать универсальную методику контроля параметров ТВКУФ, обеспечивающую:

- комплексное оценивание параметров испытываемых ТВКУФ;
- возможность документирования параметров испытываемых ТВКУФ или представления их в виде, удобном для восприятия и проведения сравнительного анализа нескольких испытываемых образцов;
- сведения роли оператора к участию только в подготовительных операциях методики контроля параметров ТВКУФ.

Структура установки для измерения параметров ТВКУФ может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.

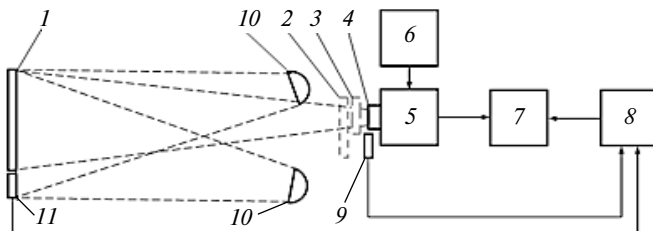


Рис. 1. Структура установки для проверки основных параметров ТВКУФ:

1 – испытательная таблица; 2 – ослабляющие светофильтры для спектрального диапазона 0,3–0,4 мкм; 3 – светофильтры, формирующие спектральную характеристику камеры; 4 – объектив; 5 – блок питания стабилизированный; 6 – телевизионная камера; 7 – персональный компьютер; 8 – устройство (плата) сопряжения приборов и устройств с ПК; 9 – радиометр в плоскости объектива; 10 – источник излучения со спектральной характеристикой, обеспечивающей достаточный уровень энергетической освещенности (облученности) в спектральном диапазоне 0,3–0,4 мкм; 11 – радиометр в плоскости испытательной таблицы

В автоматизированном режиме измерение чувствительности (разрешающей способности) проводится путем запуска специально разработанного программного обеспечения, управляющего работой устройства, создающего и изменяющего в заданных пределах энергетическую освещенность на телевизионной испытательной таблице и реализующего алгоритмы:

- выбора участка телевизионной испытательной таблицы с чередующимися черными и белыми областями (с пространственно-частотной мирой);
- изменения уровней энергетической освещенности на телевизионной испытательной таблице в соответствии с заданным законом (правилом);
- измерения уровней сигнала от чередующихся черных и белых областей для различных уровней освещенности;
- анализа (сравнения) уровней сигнала от чередующихся черных и белых областей для различных уровней энергетической освещенности в соответствии с заданным правилом.

А.Г. Козлова, студ.; рук. В.П. Будаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

УСТРАНЕНИЕ РАЗЛИЧИЙ ЗРИТЕЛЬНОГО ВОСПРИЯТИЯ ОБЪЕКТОВ И ИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ УСЛОВИЙ НАБЛЮДЕНИЯ

В данной работе решается проблема моделирования ночного освещения, связанная с различием условий наблюдения для реального объекта и его модели.

В профессиональной практике современных светотехников активно применяются программы компьютерной графики для создания визуализации уличного освещения и архитектурной подсветки фасадов зданий. В этом случае зрительное восприятие объекта и его изображения будет различным из-за того, что яркостный диапазон реальной сцены составляет 2–10 кд/м², а ее изображения на дисплее – 100–200 кд/м².

Чтобы приблизить восприятие изображения к восприятию оригинала следует учитывать указанную разницу яркостных диапазонов. Это возможно при использовании цветовых систем, основанных на психофизических законах ощущения цвета глазом [1].

К таким системам относятся модели цветового восприятия CIECAM97s и CIECAM02 [2]. Эти модели учитывают хроматическую адаптацию и параметры окружения, а также согласуются с известными эффектами цветового зрения (в отличие от CIELUV и CIELAB).

В программе MatLab реализуется алгоритм обработки изображения, полученного в процессе визуализации моделируемой сцены освещения. Входные параметры – яркость объекта оригинала, яркость фона оригинала, яркость объекта изображения, яркость фона изображения. Этапы обработки: перевод координат цвета оригинала в параметры ощущения на базе модели цветового восприятия с учетом яркостного диапазона оригинала; обратный перевод параметров ощущения в колориметрическую систему с учетом яркостного диапазона изображения.

На выходе получим изображение, зрительное восприятие которого близко к восприятию реального объекта, так как в этом преобразовании учитываются психофизические законы ощущения цвета. Применение подобного алгоритма на практике позволит проектировщику по полученной визуализации провести адекватную оценку качества будущей осветительной установки.

Литература

1. **Мешков В.В.** Основы светотехники: Ч. 2. М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. **Westland S., Ripamonti C.** Computational Colour Science using MatLab. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2004.

*Ю.А. Лузина, В.А. Мариничева, студенты;
рук. С.М. Лебедева, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕТОВОГО РЕШЕНИЯ ШОУРУМА

Первостепенное и точное значение слова «шоурум» происходит от слова show – показывать, демонстрировать, и room – комната. Для светотехнической фирмы это означает демонстрацию светильников различного назначения и вида своим клиентам и гостям. Целью работы было нестандартное представление продукции фирмы Galad в среде будущих потребителей (студентов МЭИ). Были выбраны площадки пятого и шестого этажей лабораторного корпуса НИУ МЭИ, соединенные пандусом.

Моделирование шоурума проводилось по нескольким направлениям: интерьер и его цветовая отделка, общее освещение, элементы шоурума на этажах, освещение пандуса. В первую очередь было замечено, что для фирмы Galad характерны белый, оранжевый и серый цвета. Поэтому шестой и пятый этажи с пандусом должны быть выкрашены в белый цвет и иметь цветовые акценты в виде оранжевых полос на стенах и оранжевых оконных рам. Потолок на шестом этаже будет иметь в центре нишу в виде круга, а на пятом наоборот – «летающий» потолок в виде выступающего круга для создания общей стилистики пространства.

Общее освещение создается с помощью светодиодных встраиваемых светильников двух видов фирмы Galad. В нише и за подвесным потолком прикреплены светодиодные ленты синего оттенка, которые подчеркнут нелинейность потолка и придадут ему легкость [1].

На этажах по углам разместятся платформы (белый гипсокартон), на поверхности которых будет покрытие в виде травы. На платформах установят уличные светодиодные консольные светильники четырех видов. У несущих колонн пандуса шестого этажа разместятся торшерные светильники, а между ними – ажурная металлическая скамейка, подсвеченная светодиодной лентой RGB. На пятом этаже колонны будут освещены снизу светодиодными прожекторами, имеющими антивандальное покрытие.

Пандус подсвечивается с двух сторон светодиодными лентами белого цвета, которые размещены за рассеивающим стеклом с антивандальной защитой. Под перилами ограждения пандуса установлены RGB ленты, цвет которых будет медленно и плавно изменяться в течение времени. Внутри круглых окон по окружности установлены светодиодные ленты белого цвета. Таким образом, будет обустроено пространство двух этажей и соединяющего их пандуса.

Литература

1. **Каталог** фирмы Galad.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИСКОМФОРТА ПО ПРОСТРАНСТВЕННО-УГЛОВОМУ РАСПРЕДЕЛЕНИЮ ЯРКОСТИ В ПОЛЕ ЗРЕНИЯ

Все формулы количественной оценки дискомфорта предполагают использование в эксперименте источника и фона с равномерным распределением яркости. Но в сложной сцене при наличии бликов от отражающих поверхностей становится неясно, что на самом деле представляет собой источник, а что фон.

Разработанная методика позволяет оценить дискомфорт при условии неравномерного распределения яркости в поле зрения наблюдателя.

С помощью осветительной установки с прожектором заливающего света в стандартной классной комнате, одна стена которой является полностью диффузной, проводится ряд экспериментов субъективной оценки основных критериев шкалы Хопкинса [1]. Эксперименты являются кратковременными для определения дискомфортного уровня яркости от блескового источника в поле зрения наблюдателя до наступления световой адаптации. По результатам эксперимента строится усредненная кривая дискомфорта. Сравнивая с ранними исследованиями Лекиша и Гута [2], проверяется правомерность постановки задачи наблюдателям и достоверность результатов.

Во второй серии экспериментов с помощью осветительной установки с прожектором заливающего света в стандартной классной комнате, одна из стен которой является полностью глянцевой, моделируются условия зрительной работы в офисе. Наблюдателями предлагается определить уровень дискомфортной яркости в поле зрения в условиях проведения теста с кольцами Ландольта. Эксперимент проходит в условиях световой адаптации.

По основным критериям шкалы Хопкинса строится усредненная кривая дискомфорта. Результаты эксперимента обрабатываются в программном комплексе MatLab. Выводятся усредненные уровни дискомфортной яркости.

В дальнейшем результаты проведения экспериментов по данной методике ложатся в основу усредненного понятия дискомфорта при неравномерном распределении яркости в поле зрения наблюдателя.

Литература

1. **Hopkinson R.G.** The multiple criterion technique of subjective appraisal // Quarterly Journal of Experimental Psychology. 1950. Vol. 2. No 3. P. 124–131.
2. **Luckiesh M., Guth S.K.** Brightnesses in visual field at borderline between comfort and discomfort (BCD) // Illuminating Engineering. 1949. Vol. 44. P. 650–670.

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СОБОЛЕВА МЕТОДОМ СТАТИСТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ

В светотехнике происходит революционный поворот в проектировании осветительных установок – от проектирования по заданному уровню освещенности на заданное качество освещения. Оценить качество освещения можно только на основе пространственно-углового распределения яркости, которое описывается уравнением глобального освещения (УГО):

$$L(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{I}}) = L_0(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{I}}) + \frac{1}{\pi} \int L(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{I}}') \sigma(\mathbf{r}; \hat{\mathbf{I}}, \hat{\mathbf{I}}') |(\hat{\mathbf{N}}, \hat{\mathbf{I}}')| d\hat{\mathbf{I}}', \quad (1)$$

где $L(\mathbf{r}, \hat{\mathbf{I}})$ – яркость в точке \mathbf{r} в направлении $\hat{\mathbf{I}}$; $\sigma(\mathbf{r}; \hat{\mathbf{I}}, \hat{\mathbf{I}}')$ – коэффициент яркости при направленном освещении; L_0 – яркость прямого излучения от источников света; $\hat{\mathbf{N}}$ – нормаль в точке \mathbf{r} к поверхности.

В общем случае УГО не имеет аналитического решения, наиболее общим решением является метод статистического моделирования. Ядро УГО в преобразованном для статистического моделирования виде содержит в себе δ -функцию, что делает практически невозможным моделирование яркости методом статистических испытаний (Монте-Карло). Замена отражения на диффузное распределение и интегрирование по пространству позволила перейти к локальной оценке силы излучения, позволяющей определить яркость в любой точке сцены.

Для проверки точности локальной оценки использовалась задача Соболева, имеющая аналитическое решение. Она представляет собой систему двух интегральных уравнений, позволяющих найти распределение освещенности на поверхности двух бесконечных плоскостей от точечного источника света (ИС) между ними. Проведено сравнение локальной оценки с методом прямой трассировки, применяемой в программах трехмерного моделирования, а также исследовано влияние направленно-диффузной компоненты отражения.

Установлено, что при одинаково заданной точности локальная оценка сходится значительно быстрее, чем прямая трассировка лучей. Наличие направленно-диффузной компоненты отражения привело к изменению распределения освещенности: вклад многократных отражений (МО) уменьшается вблизи ИС и увеличивается на периферии. Влияние МО на распределение освещенности вблизи ИС уменьшается также с увеличением радиуса источника. Таким образом, на примере задачи Соболева отлажен алгоритм решения светотехнических задач методом Монте-Карло.

А.А. Опалинская, студ.; рук. В.М. Карачев, к.т.н. (НИУ «МЭИ»)

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИСКУССТВЕННОГО ОСВЕЩЕНИЯ ТОННЕЛЕЙ С УЧЕТОМ ДИНАМИКИ ЕСТЕСТВЕННОГО ОСВЕЩЕНИЯ

В настоящее время разработано и утверждено множество методов нормирования освещения для автотранспортных туннелей. Методика нормирования складывалась на протяжении многих десятков лет, но до сих пор ведутся исследовательские работы, направленные на ее улучшение.

В работе был проведен анализ существующих нормативных документов [1–3], регламентирующих освещение автотранспортных туннелей, и методы, описывающие принцип расчета яркостей различных зон.

Были выявлены недостатки в методах и принимаемых решениях: недостаточно обоснованные коэффициенты, условности формул, нерациональные уровни яркостей и т.д.

Было проведено сравнение уровней яркостей на протяжении туннеля, рассчитанных разными методами (согласно [1–3]). Расчет показал существенные различия между получаемыми значениями.

В ходе дальнейшей работы был проведен расчет яркости адаптации в подъездной зоне туннеля с учетом видимого движения солнца.

Были построены диаграммы, отражающие изменение яркости L_{20} для разных направлений портала в течение года и в течение дня.

По результатам расчета был сделан следующий вывод: с учетом рассчитанных яркостей освещение в туннеле можно сделать более эффективным и экономичным за счет гибкого управления уровнями яркостей дорожного полотна в зависимости от времени года.

Литература

1. **СП 52.13330.2011.** Естественное и искусственное освещение. 2011.
2. **МКО.** Технический отчет. Руководство по освещению дорожных туннелей и путепроводов // Публикация: СIE 88-1990.
3. **T-SN-01** Руководство Швейцарского светотехнического общества (SLG). Наружное освещение. Уличные туннели, галереи и путепроводы. 2001.

Ю.А. Скорик, асп.; рук-ли Н.П. Елисеев, доц.;
А.А. Григорьев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОБ ОЦЕНКЕ ЗРИТЕЛЬНОЙ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ СОВРЕМЕННЫХ ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК

С появлением новых источников света (ИС) и автоматизированных систем управления освещением (АСУО) происходят изменения в подходе как к проектированию, так и оценке осветительных установок (ОУ). За последние десять лет, в частности, с обнаружением органических светочувствительных клеток сетчатки ганглия (ipRGCs) [1], участвующих в циркадных ритмах и отвечающих за реакцию на излучение даже при блокировании палочек и колбочек, подтвердилась актуальность применения динамичного освещения (ДО). ДО, в свою очередь, требует корректировки подходов к оценке ОУ.

Таким образом, критерий (сочетание критериев) оценки эффективности применения ОУ ДО может включить в себя такие параметры, как оценку инвестиционных затрат на создание ОУ и экономии электрической энергии, оценку нормируемых показателей, возможность применения АСУО, оценку зрительной работоспособности (ЗР), психоэмоционального состояния, а также время и род деятельности наблюдателя.

Поскольку нормирование ОУ в ряде случаев проводится по ЗР, крайне важно корректно выбрать метод оценки данного параметра. В сентябре 2014 г. на кафедре светотехники НИУ «МЭИ» проводились исследования по выбору методики оценки ЗР для использования в дальнейших исследованиях методов оценки ОУ ДО. Результатом исследований стал выбор методики оценки ЗР, используемый ранее в МГУ им. Н.П. Огарёва [2]. При этом необходимо заменить корректурные пробы с буквенными рядами на корректурные пробы с кольцами Ландольта ввиду получения более четкой картины оценки ЗР, что особенно актуально при оценке параметров современных ОУ, таких как ОУ ДО.

Литература

1. **Wong K.Y., Dunn F.A., Berson D.M.** Photoreceptor adaptation in intrinsically photosensitive retinal ganglion cells // *Neuron*. 2005. Т. 48. No 6. С. 1001–1010.
2. **Гальцова Е.М., Войнова О.С.** Методы оценки зрительной работоспособности в установках со светодиодами // *Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики: Тр. XI междунар. науч.-техн. конф. Саранск, 2013. С. 91–95.*

ВЛИЯНИЕ МОЩНОСТИ ПЛАЗМЫ И ЧАСТОТЫ ВЧ ПОЛЯ НА МОЩНОСТЬ ПОТЕРЬ В МАГНИТОПРОВОДЕ ЛАМПЫ ТРАНСФОРМАТОРНОГО ТИПА

Исследовались лампы трансформаторного типа (ЛТТ) с замкнутыми разрядными трубками диаметром $D = 1,5 \div 8,0$ см и длиной плазменного шнура $l_{pl} = 60 \div 120$ см с кольцевым магнитопроводом сечением $S_{fer} = H_{fer}\Lambda_{fer} = 4 \div 12$ см². Индукционный разряд возбуждался на частотах $f = 100\text{--}400$ кГц в смеси паров ртути (0,007 Торр) и аргона (0,3; 0,75; 1,25 Торр) на мощностях лампы $P = 50 \div 300$ Вт. Расчет P_{fer} проводился по формуле, полученной с помощью трансформаторной модели ЛТТ в [1]:

$$P_{fer} = 1150 l_{pl}^{2,88} (D + \Lambda_{fer}) / f P_{pl}^{0,58} D^{1,44} (H_{fer} \Lambda_{fer})^{1,63}, \quad (1)$$

где H_{fer} и Λ_{fer} – высота и толщина магнитопровода соответственно; P_{pl} – мощность, поглощенная плазмой.

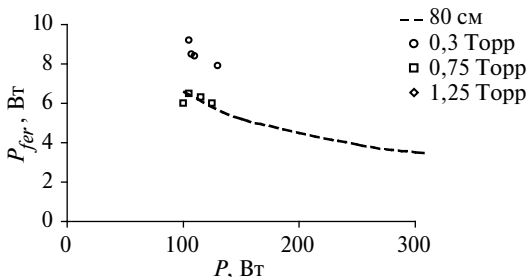


Рис. 1. Зависимость мощности потерь в магнитопроводе P_{fer} от мощности лампы P :
 $D = 3,8$ см; $l_{pl} = 80$ см; $S_{fer} = 12,5$ см²; $f = 135$ кГц; --- – расчет по (1)

Из рис. 1 видно, что рассчитанная по (1) зависимость мощности потерь в магнитопроводе P_{fer} от мощности лампы $P = P_{pl} + P_{fer}$ находится в хорошем согласии с экспериментальными данными, полученными в [1] при давлении аргона 0,75 Торр. Уменьшение P_{fer} с увеличением частоты ВЧ поля f объясняется уменьшением магнитной индукции в магнитопроводе: $B_{fer} \sim 1/f$.

Литература

1. **Попов О.А.** Исследование и разработка индукционных люминесцентных источников света на частотах 100–15 000 кГц: дис. ... докт. техн. наук. М.: НИУ «МЭИ», 2012. – 450 с.

*В.Д. Чембаев, асп.; рук-ли В.П. Будаk, д.т.н., проф.; В.С. Желтов, к.т.н.
(НИУ «МЭИ»)*

ПРИМЕНЕНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО АППАРАТА ПАКЕТОВ ТРЕХМЕРНОЙ ГРАФИКИ С ОТКРЫТЫМ АРІ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАСЧЕТА ОСВЕЩЕНИЯ

Впервые уравнение глобального освещения (УГО) было получено в [1]. УГО является следствием уравнения переноса излучения и является интегральным уравнением второго рода. В общем случае уравнение не имеет аналитического решения и для его решения существуют и развиваются различные численные методы.

Одним из первых методов, примененных к решению уравнения, был метод трассировки лучей, основанный на розыгрыше лучей от источника света и исследовании параметров точек пересечения разыгранных лучей с исследуемыми поверхностями. На сегодняшний день существуют готовые решения задач визуализации изображений методом трассировки лучей, однако каждый из них обладает определенными недостатками.

Одним из альтернативных подходов к вопросу решения УГО является применение методов локальной оценки метода Монте-Карло [2]. Однако для метода крайне важными остаются вопросы нахождения точек пересечения разыгрываемого луча с исследуемыми поверхностями. Процесс решения этих задач с алгоритмической точки зрения крайне сложен, но он уже имеет эффективные готовые решения в пакетах трехмерной графики. Autodesk 3ds Max, имеет открытое API. Средства разработки приложений 3ds Max предоставляют интерфейсы интеграции Python кода.

Результаты разработанного алгоритма показали свою эффективность. Для оценки точности и корректности численного метода можно сравнить его результаты либо с точным аналитическим решением, либо с экспериментом. Для уравнения излучательности известно два частных случая, имеющих аналитическое решение: две бесконечные параллельные плоскости и точечный источник между ними – задача Соболева [3], и фотометрическая сфера. С решением задачи Соболева были проведены сравнения полученного алгоритма.

Литература

1. **Кажиya J.T.** The rendering equation // Computer Graphics (Proc. SIG-GRAPH'86). 1986. Vol. 20. No 4. P. 143–150.
2. **Budak V., Zheltov V.** Local Monte Carlo estimation methods in the solution of global illumination equation // 22nd International Conference in Central Europe on Computer Graphics, Visualization and Computer Vision “WSCG'2014”, 2014. Communication Papers Proceedings. P. 25–30.
3. **Соболев В.В.** Точечный источник света между параллельными плоскостями // ДАН СССР. 1944. Т. 42. № 4. – С. 176–177.

О.В. Шагалов, асп.; рук. В.П. Будаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЯ ПЕРЕНОСА ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДА СИНТЕТИЧЕСКИХ ИТЕРАЦИЙ, ПРИГОДНОЕ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Современные измерительные системы оптического дистанционного зондирования выдвигают к задачам прямого моделирования очень жесткие требования по скорости и точности расчетов. Об эффективности алгоритма моделирования прямой задачи можно говорить, если на вычисления для одной длины волны тратится не более одной секунды при точности не хуже одного процента. В настоящее время лучшей реализацией прямой модели является программа MVDOM, в которой решение представлено в классической форме – аналитически в виде суммы анизотропной части (содержащей особенности, порождаемые лучевым приближением) и гладкой добавки, определяемой численно. Анизотропная часть находится в малоугловой модификации метода сферических гармоник, а регулярная – методом дискретных ординат (МДО). На вычисление с необходимой точностью данному алгоритму требуется около 30 мин. При этом вычисления без тонкой структуры требуют доли секунды. Такая существенная разница во времени послужила идеей не тратить время на МДО, а воспользоваться методом синтетических итераций. При этом итерация разбивается на два этапа. На первом шаге важно точно учесть энергетiku, а на втором – уточнить угловое распределение обычной итерацией. В качестве приближенного решения в настоящей работе предлагается использовать двухпоточное приближение как самый простой и быстрый метод решения уравнения переноса излучения.

В настоящее время господствуют многослойные плоские модели атмосферы на основе матрично-операторного метода. При этом время счета линейно растет с количеством слоев, а также теряется точность на нахождении большого числа обратных матриц. В работе предложено решение для многослойных систем через матрицу-пропагатор (в случае дискретного уравнения переноса – матрицант). Решение в такой форме позволяет не только увеличить время счета в количество слоев раз, но и избежать потери точности на вычислении обратных матриц. При этом фактически происходит уход от многослойности, что открывает путь к построению обратного оператора.

Данный метод может быть эффективен и с точки зрения гиперспектральных систем для вычисления «неглавных» спектральных линий, для которых не требуется точнейших вычислений с помощью МДО.

Секция 11

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Председатель секции — зав. каф. ЭП, д.т.н. Ю.А. Коваленко

Секретарь секции — инженер С.А. Казначеев

С.Г. Асташов, студ.; рук. Д.А. Калашников, с.н.с. (НИУ «МЭИ»)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ХОЛОДНОЙ НАСТРОЙКИ МОЩНОГО ПРЕДЕЛЬНО-ВОЛНОВОДНОГО МАГНЕТРОНА

Предельно-волноводный магнетрон используется как генератор, обеспечивающий высокие значения импульсной и средней выходной мощности в диапазоне СВЧ. Несмотря на значительный опыт, накопленный при разработке таких приборов, ряд вопросов еще находится в процессе решения, в частности проблемы [1] надежности и долговечности. При большой энергии в импульсе долговечность напрямую зависит от удельной мощности электронной бомбардировки поверхностей анода и катода, а последняя – от степени однородности распределения высокочастотного поля в электродинамической системе.

Основной целью работы является создание методики настройки мощного предельно-волноводного магнетрона [2] с использованием программы моделирования. Основные параметры прибора: частота рабочего вида 1885 МГц, выходная импульсная мощность 10 МВт, выходная средняя мощность 20 кВт, диапазон перестройки 6 МГц, исходная гарантированная долговечность 2000 ч.

В работе проведено моделирование настройки частот анодного блока и резонаторного устройства, продольного распределения ВЧ поля в рабочей области, а также моделирование настройки фильтра и вывода энергии. В результате был теоретически обоснован метод настройки прибора [3], объяснены причины отклонения характеристик от эталонных.

Пользуясь полученными количественными зависимостями, можно как настраивать, так и создавать приборы с определенным распределением высокочастотного поля, устройства вывода энергии и фильтры, настроенные на другие частоты.

Литература

1. **Рычков Ю.М.** Электронные приборы СВЧ. Гродно: ГрГУ, 2002. – 103 с.

2. **Курушин А.** Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave studio. М.: Издательство МЭИ, 2011. – 155 с.

3. **Особенности** работы электродинамической системы предельно-волноводного магнетрона вблизи ее критической частоты / П.И. Акимов, Д.А. Калашников, Г.В. Мельничук и др. // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56. № 12. С. 1511–1513.

М.А. Бесчастный, соиск.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

О ВОЗМОЖНОСТИ БЕСКОНТАКТНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ОБЪЕКТОВ ПРИ ИХ ПЛАЗМЕННОМ НАГРЕВЕ

В настоящее время для определения высоких температур наибольшее распространение получили контактные методы, использующие в качестве измерителей эталонные термопары и международную температурную шкалу тугоплавких материалов МТШ-90, а также бесконтактные (яркостные, бихроматические) методы, где определение температуры осуществляется на основании измерения теплового излучения от объекта. Недостатком контактных методов является возникновение существенной погрешности при измерении температур, превышающих 1300 К (верхняя реперная точка Ag имеет $T_{90} = 1234,93$ К). Недостатком яркостных бесконтактных методов является зависимость их от абсолютного значения величины потока излучения. При измерении высоких температур бихроматическими методами, использующими относительные значения величин потоков излучения, также возникают проблемы учета систематической погрешности, обусловленной приближением Вина.

В работе рассмотрена возможность использования спектрально-температурного метода [1] для определения температуры объектов при нагреве их с помощью плазменного столба. Приведены спектры излучения, полученные с применением спектрометра типа FSD8-02-10, область чувствительности которого ($0,2 \div 1,0$ мкм) наилучшим образом подходит для измерения высоких температур. Приведены данные с результатами измерения температуры, демонстрирующие преимущества метода перед бихроматическими методами, использующими приближение Вина.

Проведенные эксперименты показывают эффективность использования спектрально-температурного метода при измерении температуры объектов при их плазменном нагреве. Полученные результаты представляют интерес при измерении высоких температур в условиях агрессивной внешней среды, а также при регистрации температуры объектов в быстро протекающих процессах.

Литература

1. Бодров В.Н., Казаков В.А., Бесчастный М.А. Определение температуры бихроматическим методом спектрального отношения с использованием уравнения Планка // Вестник МЭИ. 2013. № 6. С. 211–216.

*И.С. Владыкина, В.И. Паницков, студенты;
рук. П.И. Акимов, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

АНАЛИЗ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА КОЛЛЕКТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА С ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

При разработке современных электровакуумных приборов следует принимать во внимание не только необходимость получения определенных электрических параметров, но и требования миниатюризации приборов, увеличения их экономичности и срока службы. Положительное решение этих вопросов тесно связано с исследованиями теплофизических процессов, сопутствующих работе приборов. Протекающие в узлах современных приборов СВЧ тепловые процессы, как правило, являются фактором, ограничивающим их долговечность, выходную мощность и надежность.

В ходе работы проведен трехмерный траекторный анализ коллекторной системы 15-лучевого клистрона. Получено распределение мощности электронного потока по поверхности коллектора. На основании этих данных проведен трехмерный расчет температурного поля на поверхности коллектора с принудительным воздушным охлаждением [1]. Для определения зависимости коэффициента теплоотдачи от скорости охлаждающего воздушного потока был проведен модельный эксперимент.

Коллектор клистрона с радиатором системы принудительного воздушного охлаждения представлен в продольном разрезе на рис. 1.

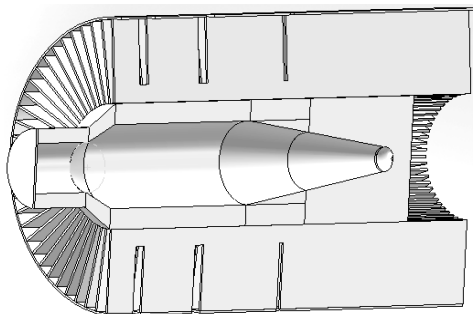


Рис. 1. Эскиз (продольный разрез) коллектора многолучевого клистрона с радиатором системы охлаждения

Литература

1. **Анализ теплового режима коллектора многолучевого клистрона с воздушным охлаждением** / А.В. Коннов, А.П. Никитин, П.И. Акимов, В.И. и др. // Сборник трудов Третьей Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». СПб.: СПбГЭТУ, 2014.

К.П. Дударев, студ.; рук. П.И. Акимов, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ НАГРУЗОК И ТЕРМОДЕФОРМАЦИИ УЗЛОВ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ

При проектировании высокомошных приборов СВЧ, в частности многолучевых клистронов, особое внимание уделяют тепловым нагрузкам в рабочих узлах прибора. В приборе выделяются значительные тепловые мощности, что приводит к изменению температуры его элементов. Под действием высоких температур прибор может быть поврежден и выйти из строя из-за изменения свойств его узлов [1]. Особое внимание уделяют тепловым нагрузкам на коллекторе прибора и в резонаторном блоке. Температурные режимы клистронов рассчитывают с учетом теплообмена между всеми элементами системы [2].

Основной целью работы является расчет распределения температуры в узлах многолучевых клистронов, а также расчет термодформации в узлах прибора.

В работе проведен расчет температурного режима коллектора многолучевого клистронов сантиметрового диапазона с воздушным охлаждением с использованием турбулизаторов в строении радиатора и без них, а также расчет температурных режимов и термодформации узлов многолучевого клистронов миллиметрового диапазона.

Полученные результаты моделирования позволяют определить необходимость использования турбулизаторов в строении радиатора клистронов с воздушным охлаждением, распределение температуры в узлах клистронов миллиметрового диапазона при различных режимах работы, уровень термодформации в узлах прибора для предотвращения повреждения прибора и выхода его из строя или изменения режима работы.

Литература

1. **Цветков Ф.Ф., Григорьев Б.А.** Теплообмен. – 2-е изд. М: Издательство МЭИ, 2005.
2. **Пошеонов П.В., Соколовский Э.И.** Тепловой расчет электронных приборов. М.: Высшая школа, 1977.

И.В. Ирхин, асп.; рук. А.Ю. Зорин, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ ИНДУКЦИОННОГО РАЗРЯДА ДЛЯ НАКАЧКИ БЕЗЭЛЕКТРОДНОЙ СЕРНОЙ ЛАМПЫ

Существующие образцы безэлектродных ламп в качестве источника ВЧ мощности используют стандартные магнетроны мощностью 0,6...1 кВт либо полупроводниковые генераторы на промышленной частоте 915 МГц.

Для возбуждения разряда на этих частотах применяют объемные, плосковые, тороидальные резонаторы. Разряд в них является емкостным [1].

С целью повышения КПД, массогабаритных показателей, понижения себестоимости целесообразно понижать частоту задающего генератора. Понижение частоты ограничивает емкостной ток, протекающий через лампу. При геометрических размерах колбы лампы ~2 см невозможно получение требуемых мощностей (100...200 Вт) на частоте менее 400 МГц при сохранении допустимого напряжения на электродах [2]. Использование индукционного разряда позволяет получить высокие мощности на сравнительно низкой частоте, в данном случае 13,56 МГц.

В работе исследованы характеристики безэлектродной лампы, возбуждаемой индукционным разрядом на частоте 13,56 МГц. Приведены спектральные характеристики излучения в зависимости от мощности накачки. Исследована динамика развития разряда в корреляции с параметрами генератора – током в контуре, потребляемой мощностью.

Созданы действующие макеты индукционных генераторов по автогенераторной топологии (рис. 1) и с внешним задающим генератором. Получена выходная колебательная мощность в контуре до 600 Вт.

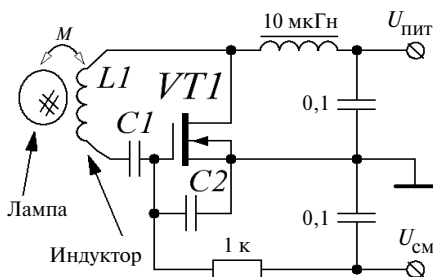


Рис. 1. Принципиальная схема индукционного автогенератора на 13,56 МГц

Литература

1. **Low frequency** electrodeless plasma lamp.: Пат. 8294382 US. Luxim Corporation. Sunnyvale, CA. 23.10.2012.
2. **High density** plasma sources. Desing, physics and performance. Matsushita electric works. Woburn. Noyes publication, 1995. – 446 c.

В.А. Казаков, соиск.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

О ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ТЕМПЕРАТУРНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В ДАЛЬНОМ ИК-ДИАПАЗОНЕ МЕТОДОМ СПЕКТРАЛЬНЫХ ОТНОШЕНИЙ

До недавнего времени решение задачи быстрого определения температурного распределения вдоль одной из пространственных координат сводилось к сканированию исследуемого объекта одноэлементным приемником. Обычно использовался яркостный метод определения температуры, требующий информации о коэффициенте излучения пирометрируемой поверхности. Спектральные методы пирометрии, использующие матричные приемники излучения, позволяют получить одномерное пространственное распределение температуры. Использование метода спектральных отношений позволяет определять температуру при неизвестной излучательной способности [1].

Результаты измерения температурного распределения вдоль пространственной координаты « X » представлены на рис. 1. Температура измерена в ИК-диапазоне вдоль поверхности человеческого пальца. Щель вырезала интересующую область. Далее излучение от каждого элемента выделенного участка раскладывалось в спектр дифракционной решеткой, который направлялся на поверхность фоточувствительных элементов микроболометрической ИК-камеры, воспринимающей совокупность спектров от каждого элемента щели как изображение. Изображение оцифровывалось и поступало в ПК, где проводилась обработка спектров по методу спектральных отношений [1]: полученный массив значений температур T_{ij} для каждого элемента изображения обрабатывался, и определялось наиболее вероятное значение температуры для каждого элемента пирометрируемой поверхности. Совокупность полученных наиболее вероятных значений температуры представлена на рис. 1. Для подтверждения результатов в контрольных точках проводились термомпарные измерения.

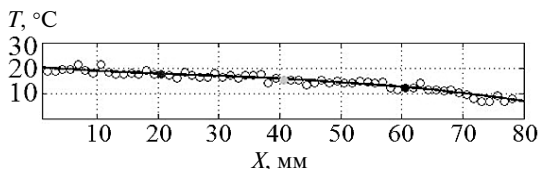


Рис. 1. Температурное распределение вдоль поверхности человеческого пальца

Литература

1. Бодров В.Н. Применение методов математической статистики в измерениях спектров теплового излучения и температуры // Теплофизика высоких температур. 2010. Т. 48. № 4. С. 623–629.

ПРОБЛЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ

Развитие современных высокотехнологичных систем технического зрения происходит в основном либо за счет совершенствования средств и методов обработки видеопотока данных, либо благодаря совершенствованию фоточувствительных сенсоров и приемо-передающего тракта.

Одними из основных параметров фоточувствительных сенсоров являются размер массива пикселей и кадровая частота. Эти параметры в сочетании с разрядностью выходного сигнала определяют выходной поток видеоданных. Так, фоточувствительный сенсор типа VITA16K фирмы TrueSense Imaging при массиве 16 мегапикселей и кадровой частоте 120 Гц формирует выходной поток видеоданных, превышающий 20 Гбит/с.

Наличие значительных потоков видеоданных сопряжено не только с проблемой их обработки, но также с проблемой их «доставки» к средствам обработки. Современные интерфейсы передачи данных (USB 3.0, GigE, CameraLink), используемые при создании ТВ-камер технического зрения, не могут обеспечить скорость передачи информации более 5 Гбит/с, что ставит проблему передачи видеоданных в реальном масштабе времени без сжатия.

Поэтому актуально разрабатывать собственные каналы передачи данных. Одним из путей создания высокоскоростного канала передачи данных является применение стандарта проводной передачи сигнала LVDS напрямую (схема LVDS point to point). При использовании этой схемы и организации параллельного канала скорость передачи данных ограничена только количеством линий LVDS. Однако при большом количестве линий возрастают массогабаритные параметры канала передачи данных. Максимальная длина кабеля при этом ограничена величиной 10 м.

Более перспективным путем является создание параллельно-последовательного интерфейса передачи информации на основе оптоволоконных линий передачи. Такие интерфейсы позволяют передавать информацию со скоростью до нескольких десятков гигабит в секунду по одной оптоволоконной линии, диаметр и масса которой значительно меньше медных кабелей для LVDS. Максимальная длина оптоволоконного кабеля существенно выше и может составлять 500 м и более.

Рассматриваются созданное устройство, формирующее видеопотоки данных со скоростями, превышающими возможности современных интерфейсов передачи данных по пропускной способности, и специально разработанные каналы передачи данных на базе LVDS и оптоволоконных линий передачи.

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СКАНИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА КРУГОВОГО ОБЗОРА НА ОСНОВЕ ВЗН-МАТРИЦЫ

Как правило, в сканирующих оптико-электронных устройствах (ОЭС) кругового обзора используются линейные фоточувствительные приемники изображения. В случае использования однострочных линейных сенсоров чувствительность ОЭС напрямую зависит от скорости сканирования окружающего пространства. Применение в сканирующих ОЭС ПЗС-матриц в режиме внутренней задержки и накопления заряда – ВЗН-режиме (TDI, time-delay and integration) – позволяет осуществлять высокочувствительную съемку без потери скорости сканирования. Кроме того, в режиме ВЗН накопление происходит в каждом пикселе фоточувствительного приемника, за счет чего значительно увеличивается значение сигнал/шум. Это особенно важно в условиях низкой освещенности.

Накопление и перенос заряда осуществляется построчно, поэтому необходимо, чтобы направление переноса заряда точно соответствовало направлению перемещения изображения вдоль фоточувствительной матрицы [1]. Сканирование окружающего пространства осуществляется при помощи поворотного зеркала (или призмы). Вращение поворотного зеркала вызывает вращение изображения в плоскости фоточувствительного приемника. Поэтому для осуществления ВЗН-режима необходимо предусмотреть систему компенсации поворота изображения.

В работе рассматриваются возможные способы сканирования, а также различные способы построения оптико-механического узла для компенсации поворота изображения [2], позволяющие обеспечить неподвижность изображения по углу относительно фоточувствительного матричного приемника.

При круговом сканировании окружающего пространства ОЭС получает непрерывный поток информации. В зависимости от способа сканирования предложены соответствующие модели организации записи, хранения и вывода видеoinформации.

Литература

1. **Цудиков М.Б.** Оптическая система для панорамных изображений // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2013. № 9-2. С. 323–329.
2. **Теория** оптических систем / Б.Н. Бегунов и др. М.: Машиностроение, 1981. – 432 с.

А.А. Кожухова, студ.; рук. П.И. Акимов, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ НАСТРОЙКИ И ЮСТИРОВКИ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПЛОСКИХ МАГНИТОВ ДЛЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Актуальность создания однородного магнитного поля в клистронах миллиметрового диапазона очевидна, так как токопрохождение электронного луча значительно зависит от этого фактора. В миллиметровом диапазоне в отличие от сантиметрового и дециметрового получение однородного поля в сильной степени упирается в методику подбора магнитов, технику точного позиционирования магнитов относительно имитатора и ряд других нюансов. В данной работе рассмотрены возможные пути решения проблемы получения однородного поля как с помощью программ 3-мерного моделирования, так и с помощью экспериментальных измерений на установке.

В работе было проведено моделирование магнитной системы: задана конструкция, свойства материалов и магнитов и линия снятия характеристик поля в наиболее удаленном от центра симметрии канале. Далее выполнен расчет распределения магнитного поля. Конструкция магнитной системы с катодным и коллекторным экранами, полостью коллектора и деталями, имитирующими электродинамическую систему, представлена на рис. 1.

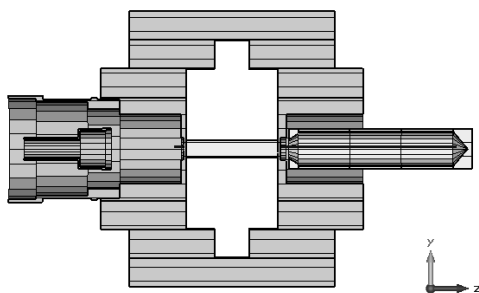


Рис. 1. Конструкция магнитной системы (вид сбоку)

В результате получены распределения по координатам x , y , z составляющих магнитного поля. Затем было проведено измерение поля на установке «Медиана» в имитаторе в одном из каналов и проанализированы полученные результаты. Также в данной работе приведены рекомендации по подбору магнитов и установке их на имитатор.

АДАПТИВНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Наличие низкочастотного ($1/f$, фликкер) шума характерно для всех полупроводниковых приборов (ПП), ставших основой современной техники. Уровень электрического шума ограничивает функциональные свойства ПП, а его параметры, как известно, позволяют оценить их надежность. Поэтому шумовые измерения необходимы не только в научных исследованиях, но и на производстве.

Для сокращения времени измерений и повышения их точности необходимо учитывать особенности низкочастотного шума. Тем не менее обзор научных публикаций в этой области показывает, что почти всегда для измерения шума исследователи используют установки собственной конструкции. Их основу обычно составляют универсальные цифровые спектроанализаторы. Причем оценки погрешностей полученных результатов в упомянутых работах обычно отсутствуют. Специализированные же системы измерения $1/f$ -шума лишь начинают создаваться [1].

Авторы данной работы считают, что измерительная система для этого типа шума должна реализовывать метод удвоения. Это позволит проще и точнее измерять эквивалентный уровень шума, приведенный ко входу полупроводникового четырехполюсника. Причем уровень шума, подаваемого измерительным генератором на вход исследуемого ПП, целесообразно контролировать по адаптивному алгоритму [2, 3]. Создание управляемого генератора низкочастотного шума, пригодного для таких автоматизированных измерений, само по себе является актуальной задачей. Кроме того, необходим учет положения частоты перегиба спектра шума, поскольку присутствие белого шума создает значительные погрешности при измерении параметров низкочастотного.

Создание измерительной установки, основанной на данных принципах, позволит значительно повысить точность измерений, будет способствовать широкому распространению шумового контроля на производстве.

Литература

1. **9812D/NoiseProPlus:** Advanced $1/f$ and RTS Noise Measurement System [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.proplussolutions.com/en/html/9812D.htm.
2. **Резчиков С.Е.** Алгоритм уменьшения погрешности измерения параметров низкочастотного шума // Тез. докл. XIX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2013. Т. 1. – С. 204.
3. **Reschikoff S.** On reliability of optimum analysis bandwidth formula for flicker noise // 1st International School and Conference on Optoelectronics, Photonics, Engineering and Nanostructures St. Petersburg, Russia, March 25–27, 2014.

А.Ю. Ряднов, студ.; рук. П.И. Акимов, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА АВТОЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ

В работе представлен алгоритм расчета автоэмиссионного тока по известным параметрам автоэмиссионной структуры: работа выхода электрона, напряженность электрического поля и температура катода. Рассчитать значение плотности тока можно по формуле:

$$J = \frac{4\pi emkT}{h^3} \cdot \int_0^{10} D(E_x) \ln \left[1 + \exp \left(-\frac{E_x - E_F}{kT} \right) \right] dE_x. \quad (1)$$

Основную сложность в этом расчете представляет нахождение коэффициента прозрачности $D(E)$ потенциального барьера. Для произвольной потенциальной функции эта задача может быть решена прямым численным интегрированием уравнения Шредингера.

При решении уравнения Шредингера основной сложностью является постановка граничных условий, так как невозможно наперед определить значение волновой функции ни в металле, ни в вакууме

Сегодня существует два наиболее широко известных численных метода, посвященных определению автоэмиссионного тока катодов. Эти методы представлены в статье Петрина А.Б. [1] и статье французских ученых [2]. В представленной работе эта задача решена на основе квантово-механического рассмотрения процесса автоэмиссии и численного метода решения уравнения Шредингера для электрона в потенциальной яме.

Задача нахождения напряженности поля вблизи эмитирующей поверхности решена на основе численного метода эквивалентных зарядов [3].

Алгоритм решения отлажен в среде MathCAD и программно реализован на языке Fortran.

Литература

1. **Петрин А.Б.** Термополевая эмиссия электронов из металла и взрывная эмиссия из микроострий // Журнал экспериментальной и теоретической физики. 2009. Т. 136. С. 369–376.
2. **Physical review** / V. Semet, Ch. Adessi, T. Capron et. al. В 75. 045430, 2007.
3. **Александрова М.Г., Белянин А.Н., Брюнкер В.** Расчет электрических цепей и электромагнитных полей на ЭВМ. М.: Радио и связь, 1983. – 342 с.

Секция 12

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — зав. каф. ПЭ, д.т.н.,
профессор Д.И. Панфилов
Секретарь секции — к.т.н., доцент Д.А. Серегин

Е.Г. Азаренкова, Д.Н. Морунов, студенты;
рук. С.А. Амелин, к.т.н., доц. (Филиал МЭИ в г. Смоленске)

КОММУТИРУЕМЫЙ ОДНОТАКТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ КАК ИМИТАТОР СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

Постоянное стремление к уменьшению массы и габаритов источников вторичного электропитания, совершенствование магнитных материалов и полупроводниковых приборов приводит к росту частоты коммутации. Рост частоты коммутаций связан с резким увеличением динамических потерь в силовых ключах. Уменьшение потерь в ключевых приборах – одна из актуальных задач в области преобразователей напряжения.

Данные тенденции вызывают необходимость поиска новых схемных решений [1], одним из которых является коммутируемый однотоктный преобразователь напряжения с магнитным реактором (КОПН).

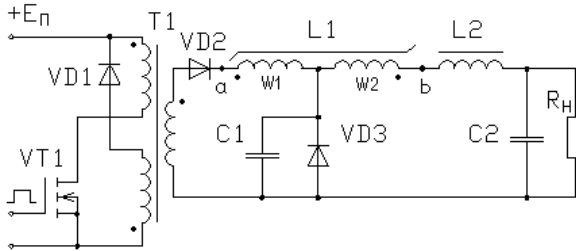


Рис. 1. Коммутируемый однотоктный преобразователь напряжения

В этом преобразователе снижение тока через силовой ключ обеспечивается дополнительной коммутацией в силовом контуре. Так как динамические потери при дополнительной коммутации меньше, чем потери при обычном выключении силового ключа [2], то происходит увеличение КПД КОПН по сравнению с другими преобразователями.

Анализ регулировочных характеристик КОПН показал, что данную схему предпочтительнее использовать в качестве стабилизатора тока.

Также в КОПН действует местная отрицательная обратная связь по току, причем так как быстродействие этого контура регулирования очень высоко, то имеются все предпосылки для создания источника стабильного тока с очень высокими динамическими характеристиками. Такой источник тока возможно использовать в качестве имитатора солнечных батарей, поскольку их внешние характеристики весьма похожи.

Литература

1. **Амелин С.А., Поликарпов А.Г.** Коммутируемые однотактные преобразователи напряжения // Электросвязь. 1994. № 10. С. 30–32.
2. **Гейтенко Е.Н.** Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет: учебное пособие. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.

Е.С. Аникеев, студ.; К.В. Расули, асп.;
рук. Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ЛАБОРАТОРНЫЙ МОДУЛЬ «МИКРОКОНТРОЛЛЕР» В СОСТАВЕ ПРАКТИКУМА ПО ОБЩЕМУ КУРСУ ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Рассматриваются аппаратные и программные средства модулей «МИКРОКОНТРОЛЛЕР 1» и «МИКРОКОНТРОЛЛЕР 2». Стенды выполнены на основе восьмиразрядного микроконтроллера компании *Freescale-Semiconductor* *MC9S08JM60*. На передней панели модуля выполнено небольшое окно, через которое можно наблюдать реальный микроконтроллер и таким образом познакомиться с внешним видом большой интегральной схемы современного микроконтроллера и способом ее монтажа на плату с электронными компонентами.

Методика занятий на стенде существенно отличается от той, которая обычно принята в простейших лабораторных практикумах по микропроцессорной технике. Она не ставит задачу изучения команд ассемблера и азов программирования с их использованием. Цель экспериментов на основе технических средств модуля – иллюстрация программного принципа управления на примере простых задач по обработке информации. Одновременно демонстрируются возможности однокристалльного микроконтроллера по вводу/выводу как цифровых, так и аналоговых сигналов, выполнению вычислительных операций, формированию дискретных и аналоговых сигналов в реальном времени.

Оба модуля имеют предустановленное программное обеспечение. Модуль «МИКРОКОНТРОЛЛЕР 1» демонстрирует пошаговое преобразование информации для каждой из следующих четырех задач: управление RGB-светодиодом с помощью ШИМ-модуляции, создание цифровой палитры цветов; алгебраическое сложение двух чисел; алгебраическое умножение двух чисел; реализация цифрового вольтметра.

Модуль «МИКРОКОНТРОЛЛЕР 2» реализует другие четыре задачи: динамическое управление RGB-светодиодом; алгебраическое вычитание двух чисел; алгебраическое деление двух чисел; реализация генератора синусоидального сигнала и цифровое задание параметров.

Для каждой из задач реализованы три режима работы: режим ввода в память параметров задачи, режим пошагового исполнения задачи с выводом на индикаторы стенда промежуточных результатов, режим автоматического исполнения, когда можно наблюдать модель работы законченного устройства.

Аппаратные и программные средства модулей разработаны авторами.

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫМИ МНОГОФАЗНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ НАПРЯЖЕНИЯ

В настоящее время широко распространены многофазные DC-AC преобразователи (инверторы). Они применяются начиная от регулирования работы электродвигателей до использования для обеспечения питанием бытовых приборов от аккумуляторов.

Мостовой инвертор [1, 2] позволяет реализовать определенный набор напряжений, определяемых состоянием управляемых полупроводниковых ключей и схемой их включения. С помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и выходных фильтров из этого набора получают сигналы различной формы, наиболее часто трехфазный синусоидальный сигнал. Более совершенным методом управления является пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция (ПВ ШИМ). Для расширения числа возможных состояний, повышения рабочего напряжения и снижения вносимых ШИМ искажения все чаще используют многоуровневые схемы инверторов.

Важной проблемой при реализации многоуровневых преобразователей является большой объем вычислений, необходимых для реализации ПВ ШИМ. Это связано с нарастанием сложности вычислений в геометрической прогрессии при увеличении числа уровней питания и в гипергеометрической при увеличении числа выходных фаз. В работе рассматривается обобщенный подход к реализации ПВ ШИМ, позволяющий упростить математические вычисления, отказавшись от геометрического подхода, использующего многомерное векторное пространство. Благодаря этому нарастание сложности вычислений при росте числа уровней и фаз происходит в алгебраической прогрессии.

Предлагаемое решение может найти применение в широком спектре DC-AC преобразователей.

Литература

1. **Донской Н.В.** Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики // Силовая электроника. 2008. № 1.
2. **Розанов Ю.К.** Силовая электроника: учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

ПРИМЕНЕНИЕ ЛАВИННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМАХ ИНДИКАТОРОВ ФАЗЫ 220 В НА СВЕТОДИОДАХ

Длительное время считалось, что заменить неоновую лампу другим элементом индикации невозможно [1]. Действительно, емкостной ток, протекающий от источника переменного тока частотой 50 Гц и напряжением 100...400 В через цепь индикации и тело человека на «землю» составляет 10...40 мкА, что на два порядка ниже величины тока, необходимого для свечения светодиодов. Актуальной является разработка специальных схемных решений, благодаря которым можно использовать для индикации «фазы» светодиоды, пьезокерамические зуммеры и другие излучатели.

Была проведена оценка мощности, потребляемой неоновой лампой при ее непрерывном свечении. Значение подводимой мощности оказывается достаточным, чтобы светодиод мог светиться, однако напрямую обеспечить необходимую величину тока невозможно. Поэтому требуется использование своеобразных «трансформаторов времени»: во сколько раз уменьшается время непрерывного свечения светодиода, во столько раз возрастает сила тока, протекающего через него [2, 3]. В результате получается не непрерывное свечение индикатора, а импульсное, с сохранением величины подводимой мощности. Таким образом, подобное устройство должно содержать накопительный конденсатор, имеющий малый ток утечки и рассчитанный на рабочее напряжение, превышающее напряжение пробоя порогового элемента, и сам пороговый элемент с малыми токами утечки при напряжении ниже пробойного и небольшим сопротивлением при пробое. Этим требованиям отвечают лавинные транзисторы и их аналоги.

Проводимые исследования позволили выяснить, что использование лавинных транзисторов позволяет разработать специальные схемные решения, благодаря чему появляется возможность определить не только наличие, но и уровень напряжения в сети.

Литература

1. **Дьяконов В.П.** Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах / под ред. С.Я. Шаца // Редакция радиотехнической литературы, 1973.
2. **Давиденко Ю.Н.** Современная схемотехника в освещении. М.: Наука и техника, 2008.
3. **Шустов М.А.** Практическая схемотехника. М.: Альтекс-А, 2003.

И.Ю. Бутарев, асп.; А.С. Потапов, студ.;
рук. А.И. Андриянов, к.т.н., доц. (БГТУ, г. Брянск)

ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

В настоящее время транзисторные преобразователи напряжения получили достаточное распространение, поскольку обеспечивают высокий коэффициент полезного действия, приемлемые массогабаритные показатели и надежность.

На сегодняшний день для моделирования подобных устройств используются частные математические модели [1], а при необходимости моделирования нелинейной динамики другого преобразователя создается новая математическая модель, что требует значительных временных затрат.

Целью исследования было построение универсальной математической модели импульсных преобразователей напряжения с произвольным количеством коммутаций на тактовом интервале, что существенно повышает ее универсальность по сравнению с моделью, рассмотренной в [2].

Получена математическая модель в форме стробоскопического отображения для систем с внешним периодическим воздействием с кратностью квантования q :

$$\mathbf{X}_p = \prod_{i=1}^q \mathbf{N}_i^{n_k}(\mathbf{z}_i^a) \mathbf{X}_{p-1} + \sum_{j=1}^{q-1} \left[\prod_{l=j+1}^q \mathbf{N}_l^{n_k}(\mathbf{z}_l^a) \left\{ \mathbf{K}_j^{n_k}(\mathbf{z}_j^a) + \mathbf{L}_j^{n_k}(\mathbf{z}_j^a) \right\} \right] + \mathbf{K}_q^{n_k}(\mathbf{z}_q^a) + \mathbf{L}_q^{n_k}(\mathbf{z}_q^a), \quad (1)$$

где p – номер итерации отображения системы с внешним периодическим воздействием; $\mathbf{z}_k^a = \{z_{k0}, z_{k1}, \dots, z_{knk}\}$, $n_k = 2, 3, 4, \dots$ – число коммутаций на тактовом интервале; $\mathbf{N}_i(\mathbf{z}_i)$, $\mathbf{K}_i(\mathbf{z}_i)$ – некоторые функции.

Литература

1. **Нелинейная** динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.

2. **Андриянов А.И., Булохов Н.И.** Алгоритмы для бифуркационного анализа обобщенной модели преобразователей постоянного напряжения // *Справочник. Инженерный журнал*. 2013. № 10. С. 30–39.

*А.С. Бушуева, студ. (НГТУ им. Р.Е. Алексеева);
рук. О.В. Крюков, к.т.н., доц., гл. спец.
(ОАО «Гипрогазцентр», г. Н. Новгород)*

ВЫБОР СТРУКТУРЫ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО МНОГОУРОВНЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты (ПЧ) для регулирования скорости мощных синхронных двигателей должны отвечать основным требованиям [1]:

- иметь большую мощность по отношению к мощности приводного электродвигателя – 5000, 7000, 14 000 кВт · А;
- иметь оптимальное по энергетическим характеристикам высоковольтное исполнение при входном и выходном напряжении 6 (10) кВ;
- хорошее качество выходного напряжения преобразователя с содержанием высших гармоник не выше значений $\text{THD} \leq 3\%$.

Столь высокие требования связаны с тем, что используемые в промышленности синхронные электродвигатели имеют массивную конструкцию ротора, и наличие высших гармоник в токе статора может вызвать перегрев ротора за счет вихревых токов. К тому же генерация в сеть высших гармоник ограничена требованиями, регламентируемыми ГОСТ 13109–97.

Анализ выпускаемых в настоящее время зарубежными и отечественными фирмами высоковольтных ПЧ показал [2], что из 12 вариантов указанным требованиям в наибольшей степени отвечает топология многоуровневого ПЧ с каскадным соединением однофазных низковольтных ПЧ типа автономного инвертора напряжения (АИН). Примером может служить серия ВЧРП, которая выпускается в России по указанной топологии.

Силовая ячейка содержит трехфазный выпрямитель, конденсаторный фильтр, однофазный АИН на IGBT модулях и байпасный тиристорный ключ. Принцип формирования напряжения ПЧ основан на последовательном соединении пяти блоков, получая максимальное эффективное значение фазного напряжения на выходе 3450 В (при линейном 6 кВ). Посредством САУ фазы напряжения отдельных ячеек сдвинуты на 12 электрических градусов, что обеспечивает взаимную компенсацию высших гармоник.

Регулирование величины выходного напряжения проводится синхронизированной ШИМ напряжения в каждой ячейке. Выходное напряжение ПЧ в зависимости от частоты изменяется пропорционально. В результате данного принципа построения многоуровневых высоковольтных ПЧ ток и напряжение на выходе имеют практически синусоидальную форму.

Литература

1. **Электроприводы** объектов газотранспортных систем: монография. Т. 3 / под ред. О.В. Крюкова. Нижний Новгород: Исток, 2013. – С. 113–137.
2. **Крюков О.В.** Регулирование производительности преобразователями частоты // Компрессорная техника и пневматика. 2014. № 3. С. 21–24.

*А.Р. Гибадуллин, Л.Ф. Ахметгалиев, Р.Н. Хабибуллин, студенты;
рук. Л.В. Ахметвалеева, к.п.н., доц. (КГЭУ, г. Казань)*

СОЗДАНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ПРОЦЕССОРА СОБЫТИЙ ТИМ08

Предлагаемая нами разработка представляет собой программно-аппаратные средства, моделирующие выполнение широкого спектра временных функций для исследования и тестирования режимов работы встроенного процессора событий ТИМ08 универсального восьмиразрядного микроконтроллера МС68НС908GP32 фирмы Motorola в среде программирования LabVIEW [1].

В состав программно-аппаратного комплекса входят ПК, стартовый набор разработчика Starter Kit – плата со стандартным набором устройств на базе микроконтроллера МС68НС908GP32 фирмы Motorola, а также набор плат расширения: шасси SCXI-1000, SCXI-1102, SCXI-1162, предназначенные для исследования и тестирования основных режимов модуля процессора событий ТИМ08 [2].

Объект исследования – лабораторный стенд ЛС1 на основе микроконтроллера МС68НС908GP32 фирмы Motorola. Также в состав ЛС1 входит цифровой 16-разрядный порт для передачи цифрового сигнала на основной модуль программного комплекса. При передаче информации через ЛС1 на входе комплекса формируется сигнал, который необходимо считать. Программируя ЛС1, можно передавать любую цифровую информацию на программный комплекс и на экране наблюдать поведение тех или иных процессов. Если через ЛС1 подавать информацию напрямую на аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), можно наблюдать изменение сигнала как на аналоговом уровне, так и на цифровом.

Как показали исследования, предлагаемые программно-аппаратные средства обеспечивают как виртуальное, так и реальное проектирование, тестирование встроенных модулей таймера/счетчика и процессора событий микропроцессорных устройств и приложений, а также создание новых библиотек аппаратного и программного обеспечения архитектурных возможностей, приема, передачи, обработки данных и обслуживания периферийных устройств изучаемого микроконтроллера.

Литература

1. **Баррет С.Ф., Пак Д.Дж.** Встраиваемые системы. Проектирование приложений на микроконтроллерах семейства 68НС12/НС12 с применением языка С. М.: ДМК-Пресс, 2010.
2. **Работа** с микроконтроллерами семейства НС(S)08 / Х. Крейдл, Г. Куприс, Т.В. Ремизевич, Д.И. Панфилов. М.: Издательство МЭИ, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В СОСТАВЕ МОЩНОГО ФАЗОПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Рассмотрены структура и техническая реализация тиристорного преобразователя в составе фазоповоротного устройства. Рассмотрены аварийные и штатные режимы работы тиристорного преобразователя.

Проведено моделирование аварийных режимов работы тиристорного преобразователя в среде MatLab. Определены соотношения и амплитуды токов и напряжений в следующих аварийных режимах:

- внешнее трехфазное короткое замыкание в линии электропередачи;
- внешнее однофазное короткое замыкание в линии электропередачи;
- внутреннее короткое замыкание;
- отказ источника питания драйверов тириستоров.

Показано, что при возникновении аварийных режимов развиваются не только сверхтоки в тиристорных коммутаторах фаз преобразователя, но и скачки напряжения, которые превышают в 1,5...2 раза напряжения в аналогичных точках при номинальных режимах работы. Определена скорость реакции систем защиты, необходимая для максимального снижения риска выхода из строя тиристорных вентиляей.

Проведено моделирование защитного отключения преобразователя из штатного и аварийных режимов работы в среде MatLab. Отключения проводилось путем снятия импульсов управления со всех тиристоров. Моделирование аварийных режимов происходило для различных моментов времени возникновения аварии.

Ввиду того, что отключение преобразователя происходит пофазно, время выключения и величины скачков напряжения для трех фаз преобразователя различны. При этом наибольшие скачки напряжения возникают в фазе, которая отключается первой. Определены зависимости величины первого скачка напряжения при защитном отключении из номинального режима работы в функции фазового сдвига между током и напряжением линии электропередачи. Наибольшие величины напряжений развиваются при возникновении внешнего трехфазного короткого замыкания в линии электропередачи. Наибольшие величины токов наблюдаются при возникновении внутреннего короткого замыкания. Показано, что использование защитного отключения позволяет снизить величину импульсов тока в мостах на 15 %.

Е.М. Духнич, студ.; рук. П.А. Воронин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ТРЕХУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ

В работе рассматриваются проблемы выбора топологии схемы преобразователя постоянного напряжения (ППН) и вопросы организации более эффективной работы ППН.

В настоящее время наиболее часто в качестве ППН используется мостовая схема [1]. Мостовая схема имеет ряд недостатков. Во-первых, необходимость применения высоковольтных ключей при высоком входном напряжении, имеющих большую стоимость и большее сопротивление открытого канала. Во-вторых, это большие статические и динамические потери, увеличивающиеся из-за применения высоковольтных ключей.

Предлагается схема трехуровневого ППН [2]. Схема содержит четыре силовых ключа, как и в мостовой схеме, но к каждому из ключей в закрытом состоянии прикладывается половина напряжения питания, что в два раза меньше, чем в мостовой схеме. Таким образом, трехуровневую схему можно применить при более высоковольтном входе и использовать при этом более низковольтные ключи.

Для повышения энергоэффективности трехуровневого ППН реализуется включение при нуле напряжения (НН) внешних ключей и выключение при нуле тока (НТ) внутренних ключей. Последнее обстоятельство позволяет использовать схему даже при холостом ходе нагрузки, что было невозможно при использовании только включения при НН. Включение при НН достигается при помощи специального управления силовыми ключами. Выключение при НТ в данной работе достигается путем введения дополнительной пассивной цепи, содержащей конденсатор, на вторичной стороне преобразователя. С ее помощью осуществляется сброс тока в первичной цепи, что и позволяет осуществить выключение внутренних ключей при НТ.

Литература

1. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006.
2. **Peter M. Barbosa, Fred C. Lee.** Design Aspects of Parallel Three-Phase DCM Boost Rectifiers // IEEE PESC. 1999.

А.Н. Еременчук, студ.; рук. П.А. Воронин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ТРЕХУРОВНЕВЫЙ АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ

В последнее время достаточно широко применяются автономные инверторы напряжения (АИН). С их помощью управляют двигателями переменного тока и обеспечивают питание сетей от источников постоянного напряжения.

Перспективным направлением создания высоковольтных АИН являются так называемые многоуровневые схемы. Многоуровневые инверторы позволяют использовать относительно низковольтные полупроводниковые кристаллы для построения высоковольтных полупроводниковых модулей, обеспечивая к тому же значительное снижение динамических и суммарных потерь мощности в 1,5–2 раза по сравнению с классической схемой.

Важнейшей технической проблемой при создании трехуровневого модуля с фиксированной нулевой точкой является его высокая чувствительность к индуктивностям монтажа в контурах коммутации. На периоде выходной частоты тока нагрузки в трехуровневой схеме образуются четыре контура коммутации [1]. Два из них являются «короткими», а два других соответственно «длинными». Несимметричность контуров коммутации тока и связанная с этим увеличенная паразитная индуктивность монтажных соединений в так называемом «длинном» контуре коммутации могут приводить к значительным перенапряжениям на силовых ключах модуля [2].

Проанализированы варианты схемного исполнения трехуровневых инверторов и выбрана схема с фиксированной нулевой точкой. Рассмотрение технологических и конструктивных способов снижения индуктивностей монтажа показало, что ни один из известных способов не может быть рекомендован для серийного производства силовых модулей. Предложено техническое решение, которое позволяет достигать минимальной индуктивности монтажа при минимальном усложнении технологии сборки и высоком проценте выхода годных. Оно основано на создании промежуточной медной дорожки на плате DBC, максимально приближенной к полупроводниковому чипу. Размеры дорожки позволяют приварить ленточный контакт требуемых геометрических размеров, а ее близость к чипу минимизирует индуктивность обычных проволочных выводов, идущих от контактной площадки чипа, расположенной на его поверхности.

Литература

1. **Sakamoto K., Ikimi T.** Power Inverter Device: патент США № 6028779.
2. **Воронин И.П.** Интегральный силовой модуль IGBT для трехуровневых инверторов напряжения с повышенной эффективностью преобразования электроэнергии // Силовая электроника. 2013. № 6.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСДРОССЕЛЕЙ ДЛЯ МОЩНЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Расчет моточных изделий, входящих в состав статических преобразователей, требует учета эффектов, связанных с большой скоростью изменения тока в обмотках. Прежде всего, это увеличение потерь в обмотках, связанное с эффектом вытеснения тока. Учет этих эффектов при расчете моточных изделий необходим, причем, если в трансформаторе поле тока одной обмотки в значительной мере компенсируется полем другой обмотки, то в дросселе такой компенсации нет и эффект проявляется сильнее. То же в значительной мере относится и к трансдросселю. С другой стороны, учет этих эффектов при аналитическом расчете достаточно сложен и, как правило, носит оценочный характер.

В настоящее время известно достаточно большое количество методов расчета моточных изделий статических преобразователей [1, 2]. Ряд методов применяют расчет на основе критериев подобия. Возможно также применение различных видов пошаговой оптимизации.

В работе рассматривается возможность использовать при разработке дросселей и трансдросселей численного моделирования магнитных полей, создаваемых обмотками. Численное моделирование магнитных полей (например, на основе метода конечных элементов) позволяет весьма точно определить конфигурацию этих полей, величины и плотность токов и, следовательно, потери, вызванные этими токами в обмотках.

Проводится сравнение результатов аналитического расчета, численного моделирования и экспериментальных результатов.

Также в работе предложена схема замещения обмотки или обмоток дросселя, позволяющая аппроксимировать частотную зависимость потерь мощности в обмотке. Приведен метод расчета параметров схемы замещения. Использование этой схемы при схемотехническом моделировании режимов работы преобразователя позволяет уже на этом этапе оценить потери в обмотках дросселя и их влияние на режим преобразователя.

Литература

1. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
2. **Расчет** электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А.Н. Горский, Ю.С. Русин, Н.Р. Иванов, Л.А. Сергеева. М.: Радио и связь, 1988.

А.А. Казанков, студ.; рук. О.А. Дулов, к.т.н., доц. (УлГТУ, г. Ульяновск)

ИМПУЛЬСНЫЙ РЕГУЛИРУЕМЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

Большинство схем регулируемых импульсных источников вторичного электропитания строятся по схеме с двойным преобразованием частоты. При данном варианте построения источника питания значительно усложняется его принципиальная схема, увеличивается число силовых элементов. Из-за этого ухудшаются массогабаритные показатели источника питания и снижается его КПД [1].

Существующие схемы импульсных источников питания с однократным преобразованием частоты обладают лучшими массогабаритными показателями и КПД по сравнению со схемами ИИП с двойным преобразованием частоты. Однако данные схемы, как правило, не позволяют регулировать выходное напряжение либо обладают малым диапазоном регулировки (менее 30 %), нестабильно работают при малых выходных напряжениях и токах.

Автором разработан вариант принципиальной схемы импульсного регулируемого источника питания с однократным преобразованием частоты и расширенным диапазоном регулировки выходного напряжения. Улучшение показателей достигается питанием части схемы от маломощного вспомогательного источника питания, питающегося (в отличие от известных схем) от сети 220 В 50 Гц. Изготовлен макет ИИП, проведены испытания и измерение его основных характеристик.

Основные технические характеристики источника питания:

- рабочий диапазон входного напряжения: 195–265 В;
- диапазон регулировки выходного напряжения: 0,5–30 В;
- диапазон регулировки ограничения выходного тока: 0,01–8,2 А;
- амплитудное значение пульсаций выходного напряжения: 70 мВ;
- максимальная выходная мощность: 250 Вт;
- КПД (при максимальной выходной мощности): 87 %.

Полученные результаты показали, что устройство имеет широкий диапазон регулировки выходного напряжения, регулировку ограничения тока, высокий КПД и стабильно работает при отсутствии нагрузки.

В данный момент ведется работа по модернизации электрической принципиальной схемы макета импульсного регулируемого источника питания с однократным преобразованием частоты с целью улучшения его основных технических характеристик. На основе полученных результатов планируется создание опытного образца источника питания с целью последующего его производства.

Литература

1. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование: пер. с англ. М.: МК-Пресс, 2007. – 288 с.

АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРALLELНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Одна из потребностей современной электроники – источники вторичного электропитания, приближающиеся к идеальным источникам энергии. Данная задача может быть решена при использовании традиционной схемы двух ключевого последовательно-параллельного преобразователя и системы управления, работающей по усовершенствованному алгоритму (рис. 1) [1].

Преобразователь состоит из последовательного ключа $S1$, параллельного ключа $S2$, диодов $VD1$ и $VD2$, индуктивности L , конденсатора фильтра C , сопротивления нагрузки R , датчика тока ДТ, системы управления СУ. На схеме обозначены: I_L – ток в индуктивности, U_H – напряжение на нагрузке.

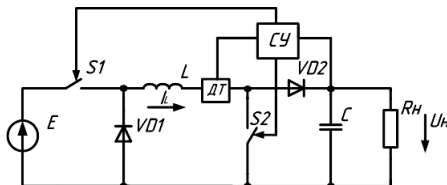


Рис. 1. Последовательно-параллельный преобразователь

В зависимости от алгоритмов управления ключами $S1$, $S2$ данный преобразователь может работать в четырех режимах.

Первый: Состояние ключа $S1 =$ ШИМ (соответствует широтно-импульсной модуляции), $S2 = 0$ (постоянно разомкнут). Регулировочная характеристика соответствует регулятору I типа (понижающему).

Второй: $S1 = 1$ (постоянно замкнут), $S2 =$ ШИМ. Характеристика соответствует регулятору II типа (повышающему).

Третий: Ключи $S1 = S2 =$ ШИМ. Характеристика соответствует регулятору III типа (но без инверсии) или SEPIC-конвертору.

Четвертый: Ключ $S1 = 0$, ключ $S2 = 1$. Этому режиму соответствует хранение накопленной в индуктивности L энергии. Ток циркулирует по контуру: диод $D1$ – индуктивность L – ключ $S2$.

В режиме двойной модуляции при использовании интервала хранения в индуктивности удастся принципиально устранить перерегулирование при быстром выходе на режим и выбросы напряжения при скачкообразном сбросе нагрузки.

Провалы напряжения при скачкообразном набросе нагрузки удастся устранить в случае, если бросок тока нагрузки не превышает тока I_L , запасенного в индуктивности в режиме хранения.

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.

РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ СХЕМНЫХ РЕШЕНИЙ МОЩНОГО ИСТОЧНИКА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В работе рассматривается задача построения мощного преобразователя с потенциальной развязкой, который является источником постоянного стабилизированного напряжения. Энергию преобразователь получает от источника постоянного напряжения или от сети переменного напряжения через неуправляемый выпрямитель, причем это напряжение изменяется в широком диапазоне. Такая задача встречается при организации питания систем автоматики, связи и т.п., и область применения таких преобразователей весьма широка. Часто к преобразователю предъявляются жесткие требования по снижению массы, габаритов и потерь энергии.

В работе сравниваются схемные решения двух преобразователей (рис. 1). С одной стороны, вариант на рис. 1, *а* проще. Известны схемы преобразователей [1], которые позволяют стабилизировать напряжение нагрузки при сильном изменении напряжения питания. Однако при этом хуже используются ключевые приборы и точечные элементы (дроссели, трансформаторы, трансдроссели). Вариант на рис. 1, *б* сложнее, но часть устройства, содержащая самые габаритные элементы (инвертор, трансформатор, фильтр, выпрямитель), питается от стабилизированного напряжения.

Проводится сравнение преобразователей по массе, габаритам и потерям, сравнение и выбор схемных решений для инвертора и выпрямителя. Предложена методика сравнения, позволяющая определить диапазоны питающих напряжений, в которых предпочтительно одно или другое решение. Проведен аналитический расчет требований к элементам схем в зависимости от мощности преобразователя и диапазона изменения напряжения питания. Расчеты подтверждены численным моделированием работ преобразователей.

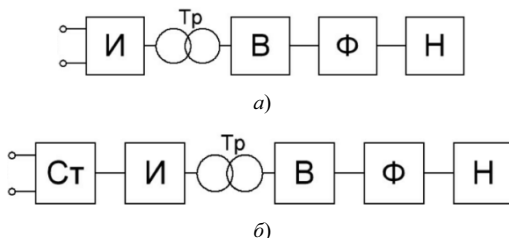


Рис. 1. Варианты структуры преобразователя:

Ст – стабилизатор напряжения; И – инвертор; Тр – трансформатор; В – выпрямитель;
Ф – фильтр, Н – нагрузка

Литература

1. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М., 2009.

А.Ю. Матвеев, асп.; рук. Е.Е. Чаплыгин, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДА ОГРАНИЧЕННОЙ ВО ВРЕМЕНИ РЕКУПЕРАЦИИ В ОДНОФАЗНЫХ И ТРЕХФАЗНЫХ ИНВЕРТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Обширный класс ответственных потребителей диктует поиски новых схематичных решений, а также оптимизацию уже существующих для удовлетворения требований по качеству питающего напряжения и защищенности устройств, являющихся нагрузкой для инверторов напряжения [1].

Получены количественные и качественные результаты по влиянию резких отключений нагрузки в трехфазном инверторе с дополнительным полумостом (рис. 1), где законом управления силовыми ключами была как однополярная, так и двухполярная широтно-импульсная модуляция. Эксперименты проводились при одинаковых требованиях к LC-фильтру. В результате сравнительного анализа применения метода ограниченной во времени рекуперации в однофазной и трехфазной схемах показана эффективность применения метода для коррекции негативного влияния разветвленной сети потребителей на инверторы напряжения.

Для подтверждения метода и принципа его действия не только на примере компьютерного моделирования проектируется макетный образец однофазного инвертора напряжения. Также ставится задача моделирования системы управления для обеспечения описываемого метода.

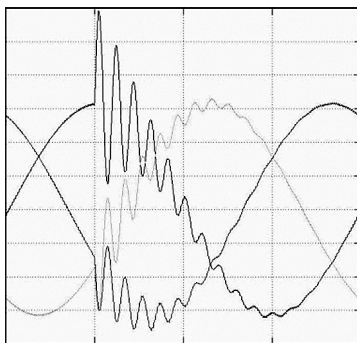


Рис. 1. Напряжение трехфазного инвертора при несимметричном сбросе нагрузки

Литература

1. Матвеев А.Ю., Чаплыгин Е.Е. Коррекция динамических процессов инверторов с разветвленной нагрузкой внутренними средствами // Электричество. 2013. № 4.

Д.Ю. Михальцов, студ.; рук. А.И. Андриянов, доц. (БГТУ, Брянск)

ФИЗИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

В настоящее время достаточно широко распространены импульсные преобразователи напряжения с микропроцессорными системами управления, отладка которых представляет собой достаточно сложную задачу. Одним из путей упрощения создания программного обеспечения микроконтроллеров является использование физической модели силовой части, построенной на основе полупроводниковых микросхем, что позволяет отказаться от использования сильноточных силовых схем [1, 2].

Автором была разработана физическая модель импульсного преобразователя на основе микропроцессорной системы управления, позволяющая проводить исследование особенностей функционирования преобразователей напряжения на основе широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с произвольным модулирующим воздействием.

Модель имеет в своем составе следующие функциональные блоки: блок формирования режимов работы преобразователя, который позволяет воспроизвести однополярную нереверсивную модуляцию, однополярную реверсивную модуляцию и двухполярную реверсивную модуляцию; блок активных фильтров, которые на выходе выдают сигналы, пропорциональные переменным состояниям системы; блок компараторов, необходимый для определения знака переменных состояний; блок активных выпрямителей для согласования со встроенным в микроконтроллер АЦП; блок регулирования коэффициента обратной связи на основе цифрового потенциометра.

Система управления физической моделью реализована на современном микроконтроллере STM32F407 с архитектурой ARM, который размещен на специализированной отладочной плате.

Литература

1. **Андриянов А.И.** Транзисторные преобразователи напряжения: Анализ и расчет. Брянск: БГТУ, 2010.
2. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.

ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛИ ШИМ-КОНТРОЛЛЕРА С УПРАВЛЕНИЕМ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

ШИМ-контроллеры – основа построения импульсных источников электропитания. При построении макромоделей ШИМ-контроллеров особое внимание приходится уделять оптимизации функциональных узлов в плане улучшения сходимости и уменьшения времени расчета. Особенно это касается тех узлов, которые работают с частотой коммутации ШИМ-контроллера. Именно от их быстродействия в наибольшей степени зависит общее время расчета, а также стабильность поведения модели в составе сложных схем имитационного моделирования устройств преобразовательной техники.

Универсальная модель [1] предназначена для построения моделей однотактных стабилизированных преобразователей напряжения. Модель ШИМ-контроллера обеспечивает регулирование коэффициента заполнения в соответствии с сигналом обратной связи, работает с выбранной тактовой частотой и реализует функции плавного пуска (Soft Start) и защиты по току.

Максимальный шаг расчета Maximum Timestep данной модели для обеспечения сходимости составляет $1\text{E}-8$ с, что приводит к неприемлемо большим затратам машинного времени на имитационное моделирование.

В данной работе предпринимались меры для оптимизации структуры универсальной модели с целью увеличения скорости расчета переходных процессов. Были проведены изменения схемы модулятора, организованного лишь при помощи компаратора и логической схемы. При этом отпала необходимость в интегрирующей RC-цепи для формирования задержки стартового импульса.

Результаты моделирования старта стабилизатора:

- усовершенствованная модель с шагом $1\text{E}-7$ – 4,8 с;
- прежняя модель (с триггером в модуляторе) – 27 с.

Оптимизация модели позволила улучшить сходимость (расчет идет достаточно точно при в 10 раз большем шаге Maximum Timestep), на аналогичный расчет (выход на стационарный режим) затрачивается в 6 раз меньшее время по сравнению с первым вариантом модели.

Литература

1. **Никерова Е.А.** Универсальная модель ШИМ-контроллера для режима Voltage Mode // Информационные технологии, энергетика и экономика: сб. трудов X Междунар. науч.-технич. конф. Т. 2. Смоленск: Филиал МЭИ в г. Смоленске, 2013.

К.В. Расули, асп.; рук. Е.Е. Чаплыгин, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВКЛЮЧЕНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ИСТОЧНИКОВ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ЛИНИЮ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

Устройства гибких линий электропередач (FACTS) в современной электроэнергетике используются для устранения различных проблем, одной из которых является проблема перераспределения потоков мощности в распределительных сетях переменного тока [1]. Данная проблема может быть решена с помощью последовательных тиристорных [2] источников реактивной мощности (ИРМ).

Исследовался процесс включения ИРМ в работающую линию электропередач (рис. 1). Этот процесс включает в себя несколько этапов. В начале ИРМ зашунтирован байпасом Q_3 , через который протекает ток линии, при этом ток накопителя L_d равен нулю. Затем происходит замыкание ключей Q_1 и Q_2 , энергия поступает в накопительный реактор, ток i_d растет, ИРМ работает в выпрямительном режиме. На следующем этапе происходит включение ИРМ в линию с помощью замыкания Q_4 и размыкания Q_2 , но он остается зашунтирован байпасом. Ток i_d замыкается через тиристоры. Затем происходит отключение байпаса Q_3 .

Проводится имитационное моделирование переходных процессов в среде MatLab-Simulink для изучения моментов замыкания и размыкания ключей и возникающих при этом переходных процессов.

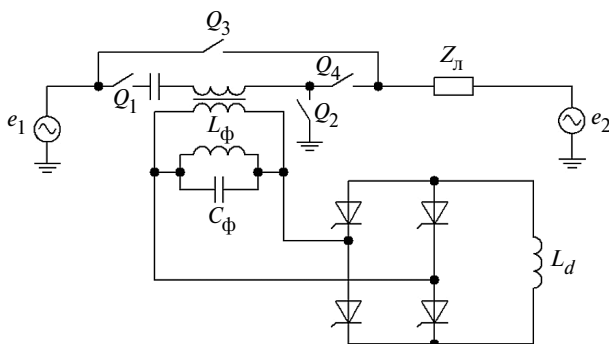


Рис. 1. Схема включения ИРМ в линию электропередач

Литература

1. Кочкин В.И., Шакарян Ю.Г. Применение гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока в энергосистемах. М.: Торус-пресс, 2011.
2. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М., 2009.

А.Н. Рожков, асп.; рук-ли Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц.;
П.А. Рашитов, к.т.н. (НИУ «МЭИ»)

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СВОЙСТВА ПОЛНОЙ УПРАВЛЯЕМОСТИ ТИРИСТОРНОГО МОСТА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Технология гибких систем передач переменного тока (FACTS) пользуется в последнее время все большей популярностью. Одной из распространенных функций, которые необходимы для осуществления технологии FACTS, является регулирование напряжения в нагрузке. Ряд полупроводниковых преобразователей FACTS [1] формируют вольтодобавочное напряжение с помощью мостовых коммутаторов переменного тока. В качестве управляемых элементов коммутатора используются однооперационные тиристоры. Наличие отдельного драйвера у каждого тиристора позволяет реализовать два способа управления двунаправленными ключами: пключевой и повентильный [2, 3].

В данной работе представлена методика определения полной управляемости тиристорного моста при различных способах управления, основанная на расчете и сопоставлении трех величин:

1) значение критического фазового сдвига тока относительно напряжения $\varphi_{кр}$, которому соответствует критическая длительность интервала $T_{А кр}$, при превышении которой ток контура замыкания превышает предельно допустимые значения токов тиристорov;

2) значение фазового сдвига φ_{max}^* , которому соответствует длительность интервала $T_{А max}^*$, где $T_{А max}^*$ – длительность интервала, при которой появляется участок, не попадающий под ограничения, введенные с целью исключения токов короткого замыкания;

3) значение фазового сдвига φ_{max}^{**} , которому соответствует длительность интервала $T_{А max}^{**}$, где $T_{А max}^{**}$ – длительность интервала, численно равная максимально возможному ограничению на конец интервала.

Сопоставление этих величин по представленному в докладе алгоритму позволяет однозначно определить наличие или отсутствие зоны неуправляемости тиристорного моста при различных способах управления.

Литература

1. **Рыжов Ю.П.** Дальние электропередачи сверхвысокого напряжения. М.: Издательство МЭИ, 2007. – 488 с.
2. **Рашитов П.А., Ремизевич Т.В.** Анализ режимов коммутации тиристорного моста переменного тока в среде PSpice // Силовая электроника. 2010. № 2. С. 20–24.
3. **Анализ** способов управления ключами тиристорного моста переменного тока / Д.И. Панфилов, М.Г. Асташев, П.А. Рашитов, А.Н. Рожков // Известия Академии наук. Энергетика. 2014. № 4. С. 148–159.

Н.А. Романов, студ.; рук. М.Г. Асташев, к.т.н. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ

В практике эксплуатации электрических сетей имеют место различные повреждения воздушных линий электропередачи: короткие замыкания и обрывы проводов. Одной из важных задач является быстрое и точное определение места повреждения (ОМП) для оперативного проведения ремонтных работ. Волновой метод двухсторонних измерений [1] является одним из наиболее точных методов ОМП. Для обеспечения нужной точности устройства определения места повреждения требуется модуль синхронизации моментов запуска аналого-цифрового преобразования с всемирным координированным временем (UTC) с погрешностью не более 1 мкс, а также получение текущего времени и даты.

Наиболее распространенными и достоверными источниками сигналов синхронизации являются сигналы спутниковых радионавигационных систем (СРНС). В настоящее время на рынке нет готовых решений с требуемыми параметрами сигнала синхронизации и одновременной поддержкой ГЛОНАСС и Navstar (GPS). Поэтому возникает необходимость в разработке модуля синхронизации.

Данный модуль был реализован на основе современного приемника СРНС и устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Устройство ФАПЧ используется для формирования сигнала с частотой 1 МГц на базе опорного сигнала частотой 1 Гц от приемника СРНС.

В процессе выполнения работы решены следующие задачи:

- разработана принципиальная схема модуля синхронизации;
- проведен выбор параметров ФАПЧ, обеспечивающий оптимальные параметры петли;
- реализовано программное обеспечение для настройки параметров интегральной схемы ФАПЧ на языке С;
- реализован протокол NMEA для получения даты и времени, количества видимых спутников, состояния синхронизации и текущих координат на языке С;
- разработана печатная плата модуля синхронизации в программе Altium Designer;
- проведена сборка и тестирование модуля синхронизации;
- проведена оценка параметров сигналов синхронизации.

Литература

1. Шалыт Г.М. Определение места повреждения в электрических сетях. М.: Энергоиздат, 1982.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ НА КАЧЕСТВО ФОРМИРУЕМЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

В современной преобразовательной технике автономные инверторы напряжения часто применяются в составе систем автономного и гарантированного электропитания. В ряде случаев предъявляются весьма высокие требования к качеству формируемого напряжения. Повышение быстродействия системы управления инвертором является одним из путей улучшения качества во время переходных процессов. Однако под влиянием инертности входного фильтра и нестабильности источника питания оно может привести не только к ухудшению качества выходного напряжения, но и к неустойчивости системы, т.е. к неработоспособности преобразователя [1]. В рассматриваемой системе в качестве источника питания представлен преобразователь с фильтром на выходе, который может осуществлять стабилизацию выходного напряжения. Также рассмотрен вариант без стабилизации. Источник питает трехфазный инвертор напряжения с нагрузкой переменного тока (рис. 1).

В данной работе описаны свойства инвертора как нагрузки, изучены возможные методы управления инвертором, которые учитывают влияние источника питания и параметров самого инвертора как нагрузки на качество выходных токов и напряжений. Проведен аналитический расчет на основе результирующих векторов [2], результаты которого подтверждены численным имитационным моделированием. Проведено сравнение методов управления и выработаны рекомендации по построению системы управления.

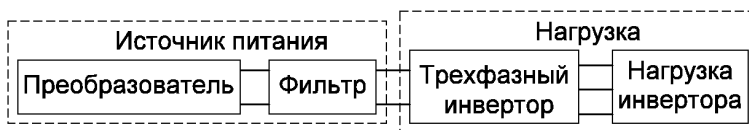


Рис. 1. Блок-схема рассматриваемой системы

Литература

1. Северенс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
2. Кривицкий С.О. Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М.: Энергия, 1970. – 146 с.

СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА ОТ ЭТАЛОННОГО ЗНАЧЕНИЯ

Емкостные датчики широко используются в различных системах мониторинга.

При решении целого ряда технических задач исследователя интересует отклонение емкости от номинального значения. Приведенная погрешность измерения в этом случае

$$\delta\Delta C = \Delta\Delta C / \Delta C,$$

где $\Delta\Delta C$ – абсолютное значение максимальной погрешности измерения отклонения ΔC .

При аналого-цифровом преобразовании этого параметра основным источником погрешности будет являться эффективная разрешающая способность АЦП ($N_{эф}$), которая должна быть $\geq (1/\delta\Delta C)$.

При аналого-цифровом преобразовании отклонения емкости в код используют промежуточное ее преобразование в напряжение, частоту, время.

Наиболее просто микроконтроллерными средствами реализуется преобразование приращения емкости-время-код.

Десятичный код N прямо пропорционально зависит от отклонения емкости ΔC . Недостаток таких схем состоит в том, что с высокой точностью можно измерять большие временные интервалы.

Существуют также схемы определения отклонения емкости частотным методом. Общим недостатком частотных методов является обратно пропорциональная зависимость емкости конденсатора от частоты. Это накладывает ограничения на измерения как малых, так и больших отклонений емкости от эталонного значения.

Существуют также технические решения, позволяющие при помощи сигма-дельта АЦП напрямую измерять емкость конденсатора. На основе этого принципа сконструированы микросхемы AD7745, AD7746. Погрешность измерения составляет 4 пФ. Однако такие микросхемы позволяют измерять отклонения емкостей не более 17 пФ.

Есть достоинства микроконтроллерных преобразователей по сравнению с серийно выпускаемыми микросхемами, предназначенными для вычисления отклонения емкости. Аналоговые микроконтроллеры могут содержать периферийные устройства, необходимые для построения схем преобразователей с минимальными дополнительными аппаратными затратами, проводить обработку полученных данных, калибровку схемы, вывод данных на индикаторы.

ОСОБЕННОСТИ СХЕМ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРАХ AVR В ПРОГРАММЕ PROTEUS 7.1

В настоящее время анализ работы и отладка микроконтроллерного устройства могут проводиться при помощи моделирования.

Моделирование позволяет проводить быструю настройку схемы. Модели имеют ограничения, влияющие на работоспособность схемы.

Таким образом, необходимо обозначить ограничения модели МК *Atmel AVR* и выявить особенности моделирования в программе *Proteus 7.1*.

В *Proteus* необходимо выбрать файл памяти программ для модели микроконтроллеров *AVR*. В свойствах модели можно выбрать тип тактирования микроконтроллера. Можно установить длительность задержки при записи в память *EEPROM*. Модель микроконтроллеров *AVR* позволяет также выбрать бинарный файл прошивки памяти *EEPROM*.

Стоит отметить, что файл прошивки *EEPROM* загружается в *Proteus* в бинарном формате, тогда как *AVR Studio 4* формирует этот файл в шестнадцатеричном формате.

При работе с *EEPROM* необходимо программно учитывать возможные проблемы, связанные с чтением или записью из ячеек этой памяти.

Модель рассматриваемых микроконтроллеров не поддерживает сброс при пониженном напряжении питания. Напряжение источника питания нельзя изменить. Зависимость электрических параметров от температуры не моделируется. Есть типы микроконтроллеров, в которых интерфейс *USART* работает как *UART*. Некоторые параметры, характерные для синхронного режима *USART* не моделируются.

Также было замечено, что *SPI* не функционирует при выборе максимальной тактовой частоты сигнала *SCK* в режиме работы модуля *Master* как в обычном режиме, так и в режиме удвоения скорости.

Индикаторы переключаются логическими уровнями цифровых сигналов. Поэтому модель никак не учитывает распределение токов в схеме, скажность управляющих сигналов не влияет на яркость индикаторов, задержки в переключениях ключей.

Поэтому, чтобы эффективно проводить разработку микроконтроллерных систем, необходимо пользоваться данными математического моделирования на начальном этапе, а данные физического моделирования использовать на конечном этапе разработки устройств на МК. Существенным ограничением при этом является то, что в *Proteus* есть модели лишь некоторых типов микроконтроллеров. В частности, в этой программе практически нет микроконтроллеров с современным 32-разрядным *ARM*-ядром.

М.И. Фёдорова, асп.; рук. Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕЖИМЕ ОТКЛЮЧЕНИЯ ОДНОЙ ФАЗЫ ТИРИСТОРНОГО КОММУТАТОРА ФАЗОПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Фазоповоротное устройство (ФПУ) с тиристорным коммутатором (ТК) выполнено по схеме с симметричным регулированием [1]. Обычно управление ТК осуществляется переключением, и ток с одних тиристорных фаз перераспределяется на другие. Таким образом, ток через коммутатор течет непрерывно. Однако возможны такие режимы управления ФПУ, при которых импульсы управления снимаются с тиристорных фаз коммутатора. Коммутатор переходит в неполнофазный режим работы.

Средствами аналитического и имитационного моделирования, а также экспериментально на физической модели устройства проведено исследование режимов работы ФПУ для случая обрыва одной из фаз ТК. Рассмотрены три схемы включения ФПУ в энергосистему: схема с параллельной линией энергопередачи, ФПУ в двухмашинной схеме замещения энергосистемы и схема «сеть – ФПУ – нагрузка». В результате исследования определены аналитические зависимости напряжений и токов в каждой из трех фаз линии электропередачи, а также фазных ветвях ТК.

На основе исследований получены следующие результаты:

1) рассматриваемая топология ФПУ допускает режим кратковременного обрыва одной из фаз ТК, так как при этом не наблюдаются обрыв тока и перенапряжения в линии электропередачи;

2) в момент прекращения тока в одной из фаз ТК резко возрастает напряжение на тиристорных мостах этой же фазы. Получены аналитические выражения для вычисления скачка напряжения при переходе ТК из симметричного в неполнофазный режим работы;

3) установлено, что только в схеме с параллельной линией энергопередачи после перехода в неполнофазный режим работы в ТК наблюдается переходной процесс. Показано, что наличие свободной составляющей уменьшает скачок напряжения на тиристорных мостах оборванной фазы по сравнению с другими рассмотренными схемами.

Литература

1. **Фазоповоротные** устройства с тиристорным управлением / В.Н. Стельмаков, В.П. Жмуров, А.Н. Тарасов, Б.И. Гринштейн и др. // Энергетик. 2010. № 8. С. 20–23.

Секция 13

ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — д.т.н., профессор А.М. Гуляев

Секретарь секции — к.т.н., доцент И.Б. Варлашов

*Е.О. Белоусов, асп.; рук. В.С. Кузнецов, д.т.н., проф.
(НИУ МИЭТ, Москва)*

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО ДАТЧИКА УГЛОВОГО УСКОРЕНИЯ

В настоящее время датчики угловых ускорений применяются во многих отраслях, таких как робототехника, системы стабилизации для транспорта, потребительская электроника, электроника военного назначения и др. При этом датчики угловых ускорений, выполненные по технологии МЭМС, обладают рядом достоинств по сравнению с механическими или оптическими гироскопами [1] – малый размер, малая стоимость, высокая точность и т.д.

Одним из видов микромеханических датчиков, отличающимся высокой точностью, является кольцевой датчик [2], представляющий собой кольцевой резонатор на гибких опорах, который совершает вынужденные колебания в периодическом магнитном поле. Для генерации возбуждающих импульсов и для съема полезного сигнала необходима схема обработки, включающая в себя схему ФАПЧ и амплитудной подстройки для формирования импульсов накачки и схему компенсации смещения датчика. Для корректной работы схемы ФАПЧ и схемы коррекции необходимо усилить входной сигнал с датчика до полного размаха по напряжению, таким образом, в составе схемы обработки необходим специальный усилитель. Такой малозумящий усилитель (приведенная к входу спектральная плотность шумового напряжения не более $10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$), имеет малую задержку фазы выходного сигнала (не более 1°), коэффициент подавления синфазной составляющей (CMRR) не менее 60 дБ, полосу усиления не менее 16 КГц.

В данной работе представлена архитектура интегрального двухкаскадного МШУ, разработанного по технологии КМДП 0,18 мкм, для использования в схемах обработки сигнала с МЭМС гироскопов повышенной точности. Для достижения малого уровня шума была использована схема модуляции-демодуляции с модулятором, вынесенным за пределы обратной связи первого каскада, что позволило расширить полосу усиления и уменьшить уровень шума на выходе. Коэффициент усиления МШУ на

частоте 15 КГц составляет 53 дБ, сдвиг фазы равен $0,6^\circ$, а приведенная к входу спектральная плотность шумового напряжения равна $8,2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Литература

1. **D. Xia, C. Yu, and L. Kong.** The Development of Micromachined Gyroscope Structure and Circuitry Technology // *Sensors*. 2014. P. 1394–1473.
2. **J.R. Fountain.** Characteristics and Overview of a Silicon Vibrating Structure Gyroscope.

ИЗОЭЛЕКТРОННАЯ ПРИМЕСЬ Se В ZnO

Изучены оптические свойства ZnO·Se, в котором селен является изоэлектронным донором. Согласно теории антипересекающихся зон (ВАС) селен взаимодействует с валентной зоной, не затрагивая зону проводимости, что также приводит к уменьшению ширины запрещенной зоны в результате повышения положения уровня E_V . При этом переходы в пределах запрещенной зоны принципиально могут осуществляться. Основной целью данной работы было изучить, как изменяются экситонный спектр вблизи края фундаментального поглощения ZnO с концентрацией селена и свечение, связанное с глубокими уровнями в ZnO·Se. Сложность представлял вопрос о спектре зеленого излучения ZnO, природа которого менее изучена по сравнению с другими соединениями A_2B_6 . Исследовались спектры КЛ в РЭМ при 100 К газофазных монокристаллов ZnO, легированных Se методом ионной имплантации до 10^{20} см^{-3} . Экспериментальные результаты по длинноволновому смещению экситонных полос и изменению ширины запрещенной зоны ZnO·Se соответствуют расчетам согласно теории ВАС. Кроме экситонных групп полос для ионнолегированных слоев типично присутствие зеленой полосы 520–540 нм и красно-оранжевой 620–635 нм. По спектрам отражения слоев после имплантации селена, как и образцов, прошедших радиационный отжиг, выявлен край дополнительного поглощения ~ 450 нм, что предполагало образование селенида цинка в слоях ZnO·Se. Результаты исследований дают ответ на вопрос о природе красно-оранжевой полосы в слоях ZnO·Se как SA свечения ZnSe·O (рис. 1). Неотъемлемой чертой всех спектров является зеленая люминесценция. Полученные в работе данные в сопоставлении с проведенными на кафедре исследованиями ZnS·O, ZnSe·O, CdS·O [1] на базе теории ВАС свидетельствуют о том, что зеленая люминесценция ZnO·Se, как и ZnO, аналогична самоактивированному SA свечению соединений A_2B_6 .

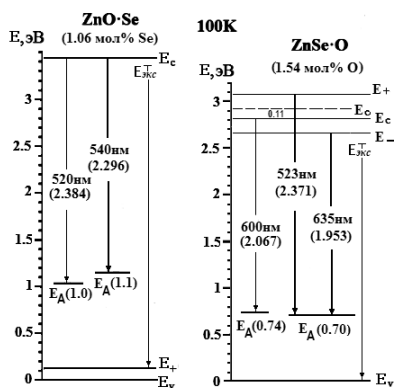


Рис. 1. Реконструкция зон ZnO Se и ZnSe O по теории ВАС

Литература

1. Morozova N.K., Mideros D.A. Oxygen in Optics II–VI. Germany: LAP, 2013.

С.Ю. Игнатъев, А.В. Никитин, студенты; рук. О.А. Дулов, к.т.н., доц.
(УлГТУ, г. Ульяновск)

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ IGBT

Современные IGBT приборы широко применяются в импульсных силовых устройствах и выполняют ответственные функции. Обеспечение их надежной работы является актуальной задачей. В настоящее время это достигается методом ускоренных испытаний путем «выжигания» дефектных приборов [1].

Неразрушающие методы контроля (МНК), не изменяя качества, ресурса и характеристик изделия, позволяют по косвенным признакам (в данном случае «шумам») обнаруживать скрытые дефекты.

Спецификой IGBT является работа исключительно в ключевом режиме, в связи с чем в справочных данных не приводятся сведения не только об их собственных шумах, но и о самой возможности работы в активном режиме [2]. Для проверки работоспособности IGBT в качестве усилителя электрических сигналов и анализа их усилительных свойств был изготовлен экспериментальный макет усилителя. В качестве активного элемента использовались IGBT типа IRGBC20MD2.

При исследовании транзисторов использовали линейный участок их характеристики. Снятие данных проводилось при входном сигнале с амплитудой $U_{вх} = 0,1$ В, частота $f = 5$ кГц, напряжение смещения приблизительно 6,7 В. Были исследованы зависимости коэффициентов усиления IRGBC20MD2 от тока коллектора и напряжения на коллекторе, а также амплитудно-частотные характеристики каскада.

Полученные данные показали, что усилительные свойства IGBT подобны свойствам биполярных и полевых транзисторов. Поэтому исследование шумовых свойств IGBT можно проводить, используя традиционные методы измерения шума [1, 4]. Для разработки МНК по электрическим шумам необходимо создание шумовой эквивалентной схемы с учетом конструктивно-топологических особенностей приборов.

Литература

1. **Степаненко И.П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1977. – 672 с.
2. **Флоренцев С.В.** Силовые IGBT-модули – основы современного преобразовательного оборудования // Электронные компоненты. 2002. № 6.
3. **Аронов В.Л., Федотов Я.А.** Исследование и испытание полупроводниковых приборов. М.: Высшая школа, 1975.
4. **Пряников В.С.** Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1978.

ЗАВИСИМОСТЬ ШИРИНЫ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЫ НАНОКРИСТАЛЛИТОВ CdS(O) ОТ ИХ РАЗМЕРОВ

При ионном легировании сульфида кадмия кислородом в [1] наблюдались коротковолновые (КВ) сдвиги экситонных полос отражения, что связано, по-видимому, с возникновением нанокристаллитов. Для интерпретации природы полос требовался анализ литературных данных о зависимости ширины запрещенной зоны E_g CdS от размера кристаллитов.

Аналитическая зависимость для этого эффекта была выведена с помощью приближения эффективной массы в модели с бесконечно высоким потенциальным барьером [2]. Радиус нанокристалла в этом случае принимался намного меньшим Боровского. Однако экспериментальные данные показывают, что данное приближение дает существенно завышенный результат, особенно при малых размерах нанокристаллитов (3–8 нм).

В настоящее время для кристаллитов с размерами в несколько нанометров и меньших используются такие методы расчета изменения ширины запрещенной зоны, как метод псевдопотенциала, приближение локальной плотности и модель сильной связи. На рис. 1 приведены теоретические зависимости, полученные по модели сильной связи (сплошная кривая) и приближению эффективной массы (пунктирная). Точки соответствуют экспериментальным данным разных источников. Как видно, модель сильной связи наиболее точно отражает результаты экспериментов.

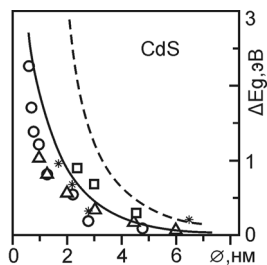


Рис. 1. Изменение E_g от диаметра кристаллов

Эти данные находят соответствие с увеличением E_g кристаллов CdS, легированных кислородом в [3], при размерах микронеоднородностей порядка 2–10 нм. Таким образом, КВ экситонные полосы ионнолегированных кислородом монокристаллов CdS, наблюдаемые нами в отражении, получают объяснение, и это не противоречит теории антипересекающихся зон.

Литература

1. **Оптические** свойства слоев CdS(O), ионно-легированных кислородом, с позиции теории антипересекающихся зон / Н.К. Морозова, А.А. Канахин, И.Н. Мишонникова, В.Г. Галстян // ФТП. 2013. Т. 47. № 8. С. 1014–1021.
2. **Sapra S., Sarma D.D.** Evolution of the electronic structure with size in II-VI semiconductor nanocrystals // Phys. Rev. B. 2004. Vol. 69. P. 125–304.
3. **Local environment surrounding S and Cd in CdS:O thin film photovoltaic materials probed by x-ray absorption fine structures** Y.L. Soo, W.H. Sun, S.C. Weng // Appl. Phys. Lett. 2006. Vol. 89. No 13. P. 131–908.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТНОГО СОСТАВА ПО ГЛУБИНЕ В АНОДНЫХ ОКИСЛАХ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО InAs

Фотодиодные приемники инфракрасного излучения в диапазоне длин волн 0,5–2 мкм изготавливаются на основе полупроводниковых материалов в том числе и InAs. В качестве пассивирующего покрытия выходящего на поверхность *p-n*-перехода используются оксиды материала, получающиеся при анодном окислении монокристаллического InAs. Требование к этому покрытию – минимальные величины поверхностного заряда и плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник – диэлектрик.

Выращивание анодных окислов (АО) во фторсодержащих электролитах должно уменьшить плотность поверхностных состояний за счет того, что F должен связать «болтающиеся» связи мышьяка и индия.

Исследования проводились методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии с использованием послойного ионного травления на установке LHS-10, при разных толщинах окислов и для разных сторон монокристалла InAs (индия А и мышьяка В) по кристаллографическому направлению 111. Количественный анализ проводился по фотоэлектронным пикам O1s, F1s, In3d_{3/2,5/2}, As3p_{1/2,3/2}, C1s при возбуждении излучением MgKα.

Из нижепредставленных рис. 1 и 2 следует, что на стороне А содержание фтора вблизи границы раздела анодный слой – InAs повышенное. Фтор соединяется преимущественно с In, чем и объясняется его увеличенная концентрация. Стороны индия и мышьяка хорошо различаются.

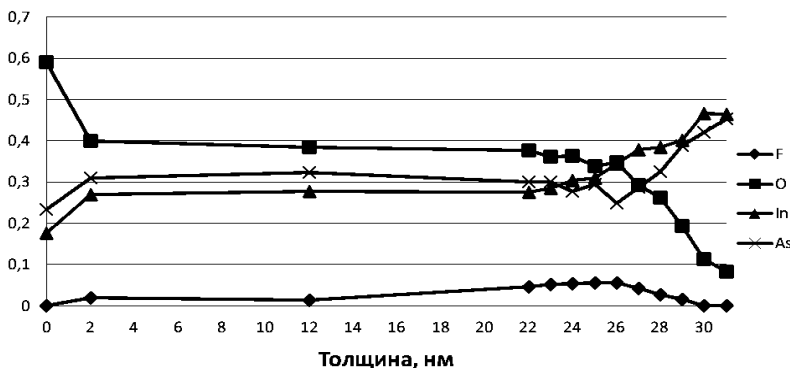


Рис. 1. Относительное содержание элементов по глубине в АО InAs на стороне В

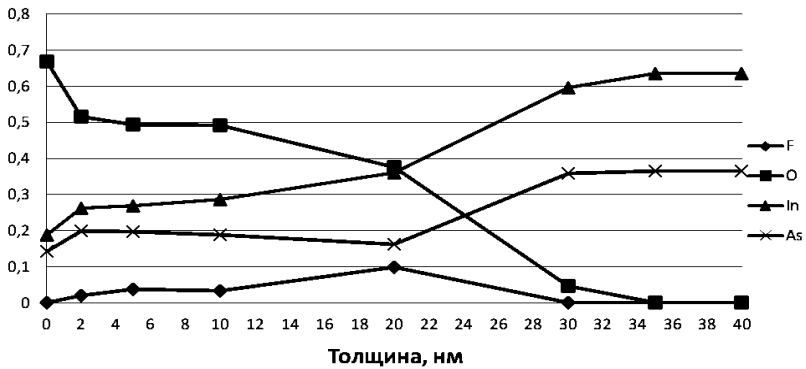


Рис. 2. Относительное содержание элементов по глубине в АО InAs на стороне А

РАЗРАБОТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО БЛОКА СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

В отличие от информационных технологий, являющихся одним из двигателей прогресса, современные технологии производства энергии в значительной степени являются его тормозом. Объясняется это тем, что они до настоящего времени используют сравнительно неэффективный и весьма затратный метод получения электроэнергии путем сжигания невозполнимых ископаемых ресурсов. Успешное решение этой задачи откроет путь к созданию глобальной сети СЭС, в круглосуточном режиме обеспечивающей электроэнергией регионы. Задача будет решена, если темп ввода новых мощностей будет значительно превышать темп их выхода из строя и будет весьма незначительным на протяжении, по крайней мере, ста лет [1, 2]. Эффективным способом устранения конструктивных и технологических дефектов может быть организация мониторинга СП. Именно разработка индивидуального мониторинга СП СЭС и посвящена настоящей работа. Целью работы являлась разработка принципа функционирования измерительного устройства, входящего в систему мониторинга функционирования СЭС.

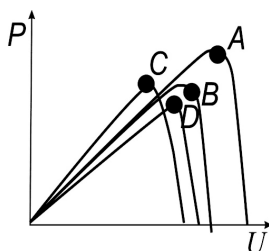


Рис. 1. Схема, поясняющая принцип анализа данных мониторинга:

точка *A* характеризует исходное состояние СБ, точки *B*, *C*, *D* – состояние при деградации за счет изменения времени жизни носителей, R_{sh} и R_s

мониторинга функционирования СЭС. Работоспособность и принципы функционирования устройства проверялись с помощью моделирования. О степени деградации СБ со временем можно было судить по изменению тока и напряжения в точке максимальной мощности.

В работе на основе получения минимального количества параметров (I , U) осуществлялось извлечение таких параметров электрической схемы замещения, как последовательное (R_s) и шунтирующее сопротивление (R_{sh}). На рис. 1 показаны ватт-вольтные характеристики, рассчитанные для разных условий, которые поясняют принцип измерения параметров мониторинга (точки на кривых) и извлечения информации об изменении R_s и R_{sh} .

Литература

1. Москвичев В.Ю., Воронков Э.Н. Как долго может жить солнечный элемент // Аморфные и микрокристаллические полупроводники: сб. трудов. IX международной конференции. СПб.: Изд. политехнического университета, 2014.
2. Vazquez M., Rey-Stalle I. Photovoltaic module reliability based on field degradation studies. Progress in photovoltaic research and applications. John Wiley & Sons. Ltd. 2008.

И.С. Моцев, асп.; рук. И.Н. Мирошникова, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПОЛУЧЕНИЕ ТРЕХМЕРНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Многоэлементные фотоприемные устройства позволяют получить информацию об угловом размере наблюдаемого объекта, но не о линейном. Для получения линейных размеров и линейной скорости необходимо знать дальность до объекта.

Модернизация схемы обработки сигнала от фоточувствительных элементов позволяет получить информацию о дальности от каждого элемента («пиксела») матрицы фоточувствительных элементов.

Значительно повысить чувствительность системы позволяет использование в качестве фоточувствительного элемента матрицы лавинных фотодиодов, однако это дополнительно ставит задачи обеспечения высокого напряжения смещения для фотодиодов, а также обеспечение защиты схемы от выхода из строя из-за «пробитых» фотодиодов.

Цель данной работы – разработка схемы опроса матрицы ИК фотодиодов, пригодной одновременно для получения тепловизионной картины и карты дальностей, оценка точности и пределов работы схемы, описание механизма функционирования схемы опроса для лавинных фотодиодов, пригодного для изготовления в стандартном КМОП процессе.

Выводы.

1. Показана возможность с большой точностью определить расстояние до объекта, используя многоэлементное фотоприемное устройство (предложена и спроектирована схема, описан принцип работы аналогичный предложенному в [1]).

2. Определены предельные теоретические параметры устройства: точность определения параметров наблюдаемых объектов, кадровая частота, уровень энергопотребления схемы.

Литература

1. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. М.: ДМК Пресс, 2008.

В.Д. Петров, студ.; рук. Э.Н. Воронков, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ТЕСТОВОЙ ПАНЕЛИ МОНИТОРИНГА СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ПОЛЕВЫХ УСЛОВИЯХ

Опыт строительства и эксплуатации наземных солнечных электростанций (СЭС) показал, что важнейшими факторами являются надежность и время жизни солнечных элементов (СЭ) и солнечных панелей (СП). Цель данной работы заключалась в переносе значительной части выходных испытаний СЭ и СП на надежность из заводских условий в реальные полевые. В работе рассматривается система мониторинга с помощью контролирующего параметры СЭ измерительного устройства, подключаемого к стандартной СП. Измерительные солнечные панели (ИСП) принимают участие наравне с остальными СП в генерации электричества, за исключением тех моментов, когда они снимают и передают информацию о состоянии индивидуальных СЭ, входящих в СП. Рассмотрена возможная схема организации мониторинга на СЭС, приведены результаты проектирования и моделирования ИСП, а также экспериментальные результаты. Общая схема передачи и обработки информации предполагает наличие, по крайней мере, трех уровней. Рассмотрена возможность различных типов протоколов передачи. Доступ к результатам измерения осуществляется с помощью главной программы, расположенной на сервере данных. Ядро главной программы выполняет функции загрузки служебных модулей по командам различных программных компонентов, управления и обслуживания графических окон всех программных модулей системы, запуска дополнительных служебных программ, например программы расчета заданий на р-SPICE моделирование.



Рис. 1. Структурная схема измерительного модуля

К.Г. Поповских, М.Н. Сахаров, студенты;
рук. В.С. Солдатов, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ ТРАНЗИСТОРОВ КМОП ИС МЕТОДОМ ЗАРЯДОВОЙ НАКАЧКИ

Для исследования деградации параметров МДП транзисторов в данной работе выполнено построение профилей плотности поверхностных состояний $N_{it}(x)$ на границе раздела Si/SiO₂, возникающих в результате стрессирования транзисторов в режиме максимума тока подложки.

Для измерений использовался комплекс Agilent 4156С, который позволяет реализовать как классический метод зарядовой накачки (с постоянной амплитудой тестирующих импульсов), так и метод зарядовой накачки с постоянным базовым уровнем и возможностью измерения тока зарядовой накачки отдельно на истоковом и стоковом электродах.

Образцы, которые использовались для исследования: тестовые *n*- и *p*-канальные транзисторы, выполненные по стандартной КМОП технологии на объемном кремнии с длиной канала 0,25 мкм, шириной канала 20 мкм и толщиной подзатворного диэлектрика 46 Å. Стандартное напряжение питания транзисторов составляет ±3 В; стресс проводился в режиме ±5 В на стоке и ±*N* на затворе, где *N* – напряжение, соответствующее максимальному значению тока подложки при заданном напряжении на стоке.

После проведения стресса было показано, что кривые тока зарядовой накачки (в варианте с постоянным базовым уровнем), снятые отдельно со стока и с истока МДП транзистора имеют расхождение в области напряжений, не превышающих пороговое напряжение открытия транзистора. Поверхностные состояния генерируются в основном вблизи стокового *p-n*-перехода из-за высокой напряженности электрического поля в этой области. При этом заряд Q_{ot} в объеме диэлектрика остается неизменным, что следует из сравнения кривых тока зарядовой накачки при разных временах стресса: пороговое напряжение открытия транзистора одинаково для всех кривых.

Для расчета профиля $N_{it}(x)$ использовалась методика, предложенная в [1].

В результате проведенных исследований получены распределения плотности поверхностных состояний по длине затвора, прогенерированных при различных временах стресса в режиме максимума тока подложки.

Литература

1. **Chun Chen.** Direct Lateral Profiling of Hot-Carrier-Induced Oxide Charge and Interface Traps in Thin Gate MOSFET's // IEEE Transactions On Electron Devices. 1998. Vol. 45, No 2.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА 2П903

Мощный полевой транзистор 2П903 серийно выпускался на ГЗ «Пульсар» со следующим набором характеристик: $I_{СИ\max} = 0,7 \text{ А}$, $U_{СИ\max} = 20 \text{ В}$, $U_{ЗИ\max} = 15 \text{ В}$, крутизна $S = 50 \dots 130 \text{ мА/В}$. Его структура приведена на рис. 1, где размеры указаны в микрометрах. Особенностью данного прибора являлось то, что контакт затвора расположен на подложке, в то время как область p_2 выполняет роль плавающего затвора и изолирована от внешних воздействий диэлектриком.

Задачей данной работы было сравнение параметров реального прибора с прибором, промоделированным в САПР ISETCAD, с целью оценки адекватности расчета технологических процессов, диффузии и окисления и физических процессов при расчете статических характеристик данным пакетом программ. Для этого было проведено полное сквозное моделирование, начиная от технологических процессов производства до снятия характеристик прибора (рис. 2), из этих характеристик были экстрагированы следующие параметры моделируемого транзистора: $I_{СИ\max} = 0,72 \text{ А}$, $U_{ЗИ\max} = 15 \text{ В}$, крутизна $S = 63 \text{ мА/В}$. Полученные результаты говорят о хорошей адекватности моделей САПР ISETCAD и параметров физических моделей, используемых в САПР.

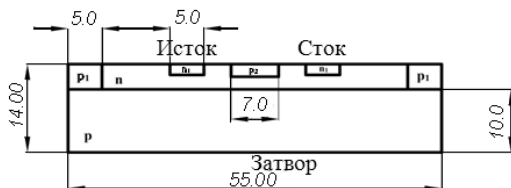


Рис. 1. Структура транзистора 2П903

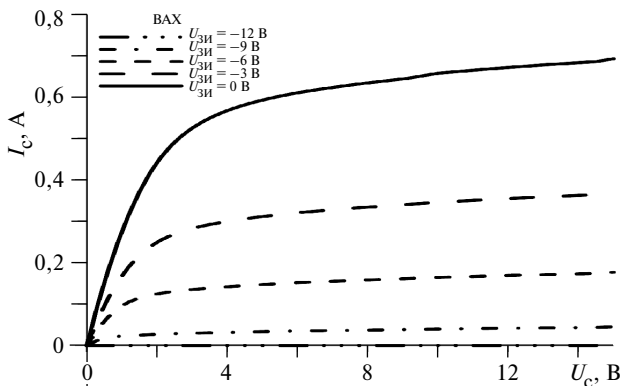


Рис. 2. Смоделированные вольт-амперные характеристики

А.В. Семенников, асп.; рук. Р.И. Калимуллин, д.ф.-м.н., проф.
(КГЭУ, г. Казань)

ОСОБЕННОСТИ ФАЗОВЫХ ПЕРЕХОДОВ В СЛАБОДОПИРОВАННЫХ ЛАНТАН-СТРОНЦИЕВЫХ МАНГАНИТАХ

Лантан-стронциевые манганиты с содержанием ионов Sr в пределах 0,12–0,18 отличаются разнообразием физических свойств и фазовых переходов (ФП) и крайне привлекательны для использования в различных устройствах функциональной электроники. Для изучения особенностей ФП и исследования ян-теллеровского (Я-Т) эффекта был использован оригинальный магнитоакустический метод с частотой акустических импульсов 700–1000 МГц [1]. Были изучены данные по температурным характеристикам упругих модулей C_{ij} в образцах $\text{La}_{1-x}\text{Sr}_x\text{MnO}_3$. Так, для перехода при 150 К [2] резкое возрастание модуля C_B и уменьшение модуля $(C_{11} - C_{12})/2$ свидетельствуют о подавлении возросшей намагниченностью кооперативного упорядочения искаженных октаэдров MnO_6 . Полученные экспериментальные данные позволили достаточно достоверно идентифицировать характер обнаруженных ФП в образцах с x , равным 0,15 и 0,175. Помимо ранее известных переходов, при $T_S = 310$ К (переход от ромбоэдрической к орторомбической фазе) и $T_C = 277$ К (переход из парамагнитного в ферромагнитное металлическое состояние) были обнаружены и новые переходы [3].

Сопоставление полученных оценок влияния Я-Т искажения октаэдров MnO_6 и степени их упорядочения позволило установить ряд закономерностей. Впервые с ростом концентрации допирующих ионов Sr уменьшается степень искажения октаэдров MnO_6 и степень их взаимодействия. Во-вторых, существует конкурентное взаимодействие между Я-Т упорядочением искаженных октаэдров и степенью локальной намагниченности, т. е. Я-Т упорядочение искаженных октаэдров MnO_6 возникает в парамагнитной фазе, а подавление искажения – в ферромагнитной. В-третьих, при динамической близости значений T_C и $T_{Я-Т}$ возникает смешанный магнитоструктурный переход, значение температуры которого легко управляется приложенным магнитным полем.

Литература

1. Булатов А.Р., Богданова Х.Г., Голенищев-Кутузов и др. // ФТТ. 2010. Т. 52, № 11. С. 2238.
2. Geck J., Wochner P., Bruns D. et. al. // Phys. Rev. – 2004. Vol. 69, No 10. P. 104413-104422.
3. Bozin E.S., Schmidt M., DeConinck A.J. et. al. // Phys. Rev. Lett. 2007. Vol. 98. P. 137203.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИАЦИОННО-ИНДУЦИРОВАННОЙ ПРОВОДИМОСТИ В НАНОРАЗМЕРНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКАХ И ДИЭЛЕКТРИКАХ

Воздействие ИИ КП, такого как галактические и солнечные космические лучи, на микроэлектронные приборы спутников является критическим с точки зрения кратковременных отказов в работе и долговременного использования [1]. Натурные условия воздействия для обеспечения испытаний микроэлектроники может воспроизвести только математическое моделирование. Но для этого математическая модель должна быть подтверждена на экспериментальной установке, используемой для испытаний. Цель этой работы состоит в создании алгоритма расчета радиационной проводимости в полупроводниках и диэлектриках методом частиц в самосогласованном электрическом поле. Искомые величинами являются напряженность самосогласованного электромагнитного поля, плотность тока «быстрых» и «медленных» частиц, концентрации носителей заряда и значения радиационной проводимости. Одним из важных тестов модели является построение зависимости стационарной дрейфовой скорости от напряженности внешнего поля [2]. Как видно из графиков для электронов в кремнии (рис. 1), существует линейный участок роста скорости с напряженностью электрического поля, участок слабого изменения скорости, а также участок, электрического пробоя материала. Также правильность построения модели можно оценить графиком зависимости температуры электронного и дырочного газа от времени при запуске пакета частиц (рис. 2).

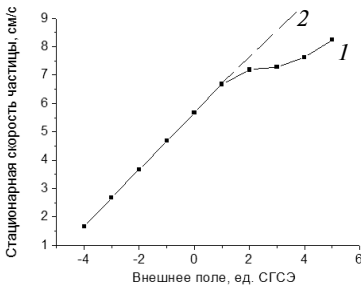


Рис. 1:

1 – расчетный график; 2 – квазилинейный участок

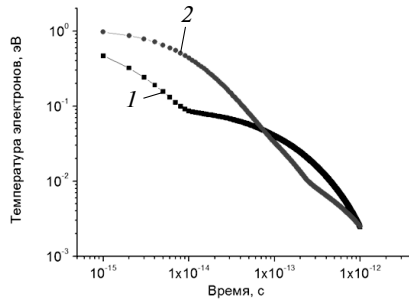


Рис. 2:

1 – электроны; 2 – дырки

Литература

1. **Tapero K.I.** Radiative effects in silicon integrated chips of space application. Moscow: BINOM Press (in Russian), 2012.
2. **Kunikiyo T.** A Monte Carlo simulation of anisotropic electron transport in silicon including full band structure and anisotropic impact ionization model // J. Appl. Phys. Vol. 75. P. 297.

*А.О. Якубов, Д.Ю. Терехов, студенты;
рук. А.А. Шерченков, д.т.н., проф. (НИУ «МИЭТ»)*

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И ТЕРМО-ЭДС ТОНКИХ ПЛЕНОК ФАЗОВОЙ ПАМЯТИ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ТЕМПЕРАТУР

Электрическая фазовая память является одним из претендентов, способных заменить флеш-память. Однако запоминающие устройства фазовой памяти пока не являются конкурентоспособными на рынке, так как не до конца изучены электрофизические свойства тонких пленок фазовой памяти. В связи с этим целью данной работы является введение в эксплуатацию программно-аппаратных комплексов для исследования вольт-амперных характеристик (ВАХ) и термо-ЭДС тонких пленок фазовой памяти в широком диапазоне температур.

Был разработан программно-аппаратный комплекс для исследования ВАХ, состоящий из четырех функциональных блоков: термостоллика HFS600E-РВ4 Linkam, системы контроля и измерения температуры, системы измерения электрофизических свойств и управляющего ПК. Данный комплекс обладает возможностью проводить измерения в диапазонах: температуры $196 \div 600 \pm 0,1$ °С, скорости нагрева $0,1 \div 150$ °С/мин, напряжений 100 мВ \div 1 кВ и тока 2 нА \div 3 А. Калибровочные измерения температуры в диапазоне от -150 до 200 °С выявили отклонение показаний температуры на $4,3$ °С при 200 °С и $1,5$ °С при -150 °С. Разработано программное обеспечение, позволяющее измерять ВАХ и рассчитывать удельное сопротивление.

Для исследования термоэлектрических свойств был разработан измерительный комплекс, позволяющий проводить измерения в диапазоне температур от комнатной до 200 °С. Образец представлял собой ситаловую подложку со сформированными на ее поверхности алюминиевыми электродами, поверх которых наносилась пленка $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$, толщиной 200 нм. Градиент температуры между электродами создавался за счет использования резистивного нагревателя и медного радиатора и варьировался в диапазоне от 1 до 10 °С. Величина и равномерность распределения создаваемого температурного градиента между электродами контролировалась калиброванными платиновыми датчиками и тепловизором.

Таким образом, в ходе данной работы были разработаны и введены в эксплуатацию программно-аппаратные комплексы, которые позволяют исследовать температурные зависимости удельного сопротивления и термо-ЭДС тонких пленок материалов фазовой памяти, а также определить их тип проводимости.

Секция 14

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — к.т.н., доцент М.Н. Крамм

Секретарь секции — к.т.н., доцент Г.В. Жихарева

*Э. Афшар, асп.; Т.В. Постнова, студ.; рук-ли М.Н. Крамм, к.т.н., доц.;
Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРОГОВОГО УРОВНЯ ДЛЯ ОТБРАКОВКИ НЕТИПИЧНЫХ КАРДИЦИКЛОВ

Электрокардиография (ЭКГ) является одним из ведущих методов инструментальной диагностики деятельности сердечно-сосудистой системы. Однако при длительной записи ЭКГ-сигнала велика вероятность возникновения нетипичных кардиоциклов (КЦ), которые могут быть связаны как с электрофизиологией сердца (экстрасистолы), так и с помехами (мышечные артефакты, импульсные помехи). Поэтому необходимо провести отбраковку (отбрасывание) нетипичных КЦ [1].

В настоящей работе предлагается выбирать начальное пороговое значение коэффициента взаимной корреляции r_{Π} для отбраковки не максимально возможным, а исходя из отношения сигнал/шум q для конкретной записи ЭКС. Для получения зависимости порога отбраковки r_{Π} от отношения сигнал/шум q проведено исследование влияния уровня шума в различных типовых ЭКС на оптимальную величину порога r_{Π} . Путем аппроксимации средних значений можно получить в аналитическом виде зависимость пороговой величины от отношения сигнал/шум q . В качестве возможного варианта аппроксимации предложено следующее выражение:

$$r_{\Pi} = \arctg(0,7q) / \pi + 0,93[1 - \exp(-0,2q)]. \quad (1)$$

На рис. 1 зависимость (1) показана сплошной линией.

Найденная зависимость позволяет полностью автоматизировать отбраковку нетипичных КЦ и снизить время обработки ЭКГ-сигнала.

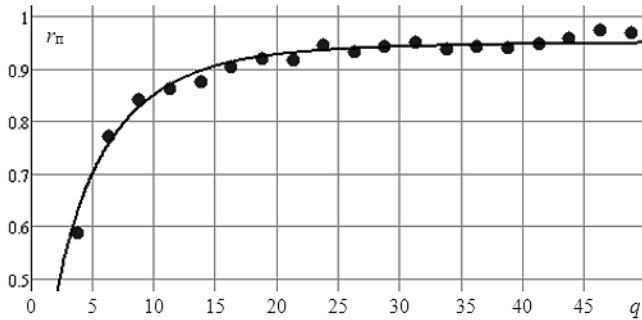


Рис. 1. Зависимость оптимальной величины порога $r_{п}$ от отношения сигнал/шум q

Литература

1. **Афшар Э., Крамм М.Н., Жихарева Г.В.** Алгоритмы отбраковки нетипичных кардиокомплексов и их последующего накопления // Тез. докл. XIX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2013. Т. 1.

Д.А. Балакин, асп.; рук. В.В. Штыков, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОБРАБОТКА АКУСТИЧЕСКИХ БИОСИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ФУНКЦИЙ ЭРМИТА

Обработка фонокардиограммы и шумов дыхания являются одним из направлений в анализе биосигналов. Полученные записи должны соответствовать строгим требованиям качества для постановки правильного диагноза. Тем самым разработка новых методов анализа акустических записей является актуальной задачей. В докладе излагаются основные принципы обработки акустических записей (шумов дыхания и фонокардиограммы) с помощью преобразований Эрмита [1]. Одним из элементов обработки является фильтрация. В качестве примера представлена акустическая запись с грудной клетки человека (рис. 1, а). После фильтрации (рис. 1, б) наблюдаем процесс дыхания без сердечной активности. Комплексный коэффициент передачи фильтра n -го порядка имеет вид [2]

$$\dot{K}_n(\omega) = j^n \sqrt{\frac{\sqrt{\pi}}{n!2^{n-1}}} \exp(-0,5a^2\omega^2) H_n(a\omega), \quad (1)$$

где a – параметр масштаба; $H_n(x)$ – полиномы Эрмита.

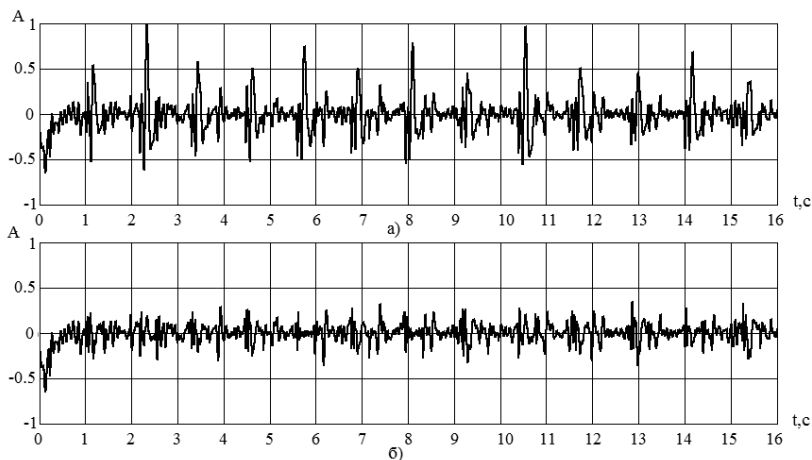


Рис. 1. Результаты обработки

Литература

1. **Jean-Bernard Martens.** The Hermite Transform – Theory // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1990. Vol. 38.

2. **Балакин Д.А., Штыков В.В.** Построение ортогонального банка фильтров на основе преобразований Эрмита для обработки сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 9.

ОПТИМАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИНДЕКСА ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА ДОПЛЕРОВСКОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Для определения амплитуды сигналов гетеродинного лазерного доплеровского виброметра, полученных от вибрирующих объектов, используются самые различные методы, начиная от спектрального и заканчивая вейвлет-анализом и цифровым преобразованием Гильберта [1, 2]. Однако данные методы неприменимы при случайно изменяющихся информационных параметрах сигнала. В таких случаях используются следящие системы [3]. Однако даже при их применении возможны ошибки и срыв слежения.

В докладе обсуждаются результаты исследования двухконтурной системы слежения за случайно меняющимся индексом частотной модуляции. Для моделирования процесса с заданными начальными характеристиками использовался программный пакет MatLab. Был проведен анализ апостериорной плотности вероятности случайного индекса модуляции ЧМ-сигнала при заданной априорной плотности вероятности и начальном приближении. Показано, что она носит многомодовый характер, получены числовые характеристики распределения. В процессе проведения работы были установлены изменения в работе следящей системы при изменении начальных приближений.

По созданной программе в дальнейшем могут решаться проблемы многомодовости апостериорной плотности вероятности индекса модуляции ЧМ-сигнала и точного определения его максимума.

Полученные результаты могут применяться в медицинской практике при исследовании физиологических показателей жизнедеятельности человека, таких как сокращения сосудов и сердечной мышцы (частоты в диапазоне 0,8–2,5 Гц) и колебания грудной клетки в процессе дыхания (частоты в диапазоне 0,3–0,5 Гц). При этом конкретное значение частот определяется физической нагрузкой и состоянием организма испытуемого.

Литература

1. **Павленко Ю.Ф., Шпаньон П.А.** Измерение параметров частотно-модулированных колебаний. М.: Радио и связь, 1986.
2. **Grechikhin V.A., Rinkevichius B.S.** Hilbert transform for processing of laser Doppler vibrometer signals // Optics and Lasers in Engineering. 1998. Vol. 30. No 2.
3. **Перов А.И.** Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003.

И.Л. Бритвин, студ.; рук. Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПОИСКА КООРДИНАТ СОПРЯЖЕННЫХ ТОЧЕК В АЛГОРИТМЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЗИЦИЙ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФИИ ПО ЦИФРОВЫМ ФОТОСНИМКАМ

С целью повышения точности алгоритма определения позиций электродов для электрокардиографии по цифровым снимкам [1] и сокращения количества необходимых действий оператора при его использовании решается задача автоматизации определения координат меток ширмы и электродов, которые являются опорными точками для основного алгоритма.

Разрабатываемый на кафедре ОРТ НИУ «МЭИ» алгоритм определения позиций электродов базируется на ручном наведении на центры 8 опорных меток ширмы и 6 электродов на каждом из двух цифровых фотоснимков стереопары. Данный процесс занимает длительное время, так как при точном наведении курсора на центр каждой метки и электрода возникает необходимость приближения до возможности различения пикселей фотоснимка.

Алгоритмы, предложенные в работах [2] и [3], имеют ряд недостатков: при идентификации точки по цвету – необходимость индивидуального цвета для каждого электрода и метки ширмы; при идентификации по номеру – высокая корреляция схожих цифр, например таких, как 6 и 8.

В данной работе используется другой подход: маркировка одним цветом опорных меток и другим – электродов. Таким образом удастся эффективнее разделять матрицы данных и распознавать сопряженные точки. Расположение опорных меток и электродов предполагается заданным некоторой маской, с помощью которой реализуется алгоритм их упорядочивания. Также предусматривается возможность ограничения зоны поиска меток, выделения зоны электродов и коррекции результатов оператором.

Литература

1. **Ходина А.В., Жихарева Г.В.** Определение координат электродов методами эпиполярной геометрии // Радиозлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XVIII МНТК студ. и аспирантов: В 3-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. Т. 1.
2. **Пивоваров И.П., Жихарева Г.В.** Определение позиций ЭКГ электродов на фотоснимках // Радиозлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XIX МНТК студентов и аспирантов: В 3-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2013. Т. 1.
3. **Пивоваров И.П., Жихарева Г.В.** Автоматическая идентификация ЭКГ-электродов на цифровых фотоснимках // Радиозлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XX МНТК студентов и аспирантов: В 4-х т. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

Е.С. Викторина, студ.; рук. В.А. Федоров, доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ЦИФРОВОГО БЛОКА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ «ПУЛЬСАР»

Радиолокационный измеритель «Пульсар» с момента разработки в начале 2000-х гг. проходит непрерывную модернизацию структур всех блоков [1]. Предыдущий вариант цифрового блока (ЦБ) был разработан с использованием микросхем и навесных элементов, обеспечивающих удовлетворительную работу блока. Однако в связи с новыми повышенными требованиями к точности измерений и компактности всего измерителя в целом потребовалась модификация ЦБ измерителя, под которой подразумевается как уменьшение массогабаритных показателей, так и увеличение точности измеряемых этим блоком величин. Поэтому модификация ЦБ потребовала применения современных компонентов и микросхем для поверхностного монтажа (SMD).

Для исключения отдельного двуполярного вторичного источника питания ЦБ было принято решение об использовании питания непосредственно от USB-порта и применении малогабаритных микросхем с низким потреблением. Такой шаг потребовал включения в схему ЦБ стабилизатора напряжения LP2980, через который запрашиваются микросхемы и микроконтроллер [2]. Кроме того, проблема двуполярного питания была решена с помощью преобразователя ADM8829.

Увеличение отношения сигнал/шум за счет снижения уровня шума на входе ЦБ позволила заменить 14-разрядный АЦП AD7865 на 16-разрядный AD7694, что привело к повышению точности обработки квадратурных сигналов в программном интерфейсе и увеличению разрешающей способности комплекса в целом [3].

Для качественной обработки сигналов в модифицированном ЦБ были использованы конденсаторы с улучшенным ТКЕ (тепловой коэффициент изменения диэлектрической проницаемости ϵ).

После изготовления и монтажа платы была проведена настройка блока с устранением обнаруженных ошибок, после чего плата была протестирована в измерительном комплексе, и было зафиксировано ее нормальное функционирование.

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. **Грэм Дж., Тоби Дж., Хьюлсман Л.** Проектирование и применение операционных усилителей. М.: Мир, 1974.
3. **Глинкин Е.И.** Схемотехника аналогово-цифровых преобразователей. Тамбов: Изд. ТГТУ, 2009.

А.В. Есипов, студ.; рук. Т.В. Истомина, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МЕДИЦИНСКАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ СТРЕЛКА

Актуальность темы заключается в том, что оценка состояния стрелков с помощью современных технических средств в дополнение к традиционным психофизическим методам позволяет повысить результативность спортсменов как в процессе обучения, так и в ходе соревнований. Темпы роста результативности тренировок с использованием только психофизических методов сравнительно низки, поэтому необходимо создание новых методик применения технических средств подготовки и оценки состояния стрелков.

Анализ существующих разработок позволил выбрать аппаратуру для исследования основных показателей спортсмена, а также тренировочный комплекс СКАТТ [1]. Проведенный аналитический обзор и результаты моделирования пульсограмм создали основу для разработки структуры медицинской системы для мониторинга спортсменов (рис. 1). Разработанная структурная схема позволит сочетать технические и психофизические методы при подготовке спортсменов-стрелков. В состав схемы входят блоки АЦП, ЭЭГ, ЭКГ, ЭМГ и СТГ, программный коммутатор и ПК [2, 3].

С целью вывода спортсмена на пик формы к ответственным соревнованиям контролируется специальный график динамики [4], совмещающий результаты текущего уровня состояния спортсмена с показателями его показателей с применением биологической обратной связи.

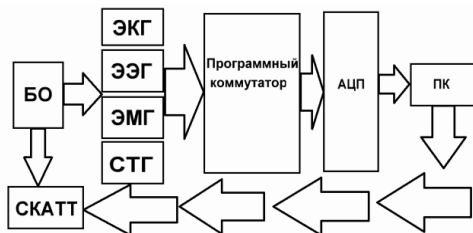


Рис. 1. Структурная схема

Литература

1. **Стрелковые** тренажеры СКАТТ. [Электронный ресурс] – URL <http://www.scatt.ru>
2. **Стабилоанализатор** компьютерный с биологической обратной связью «Стабилан-01-2». Паспорт. Таганрог: ЗАО «ОКБ «Ритм», 2008.
3. **Стабилометрический** комплекс ST-150 «Stabip». [Электронный ресурс] – URL <http://www.biomera.ru/production/st-150>
4. **Применение** метода биологической обратной связи в спорте. [Электронный ресурс] – URL <http://www.biosvyaz.com>

Ю.В. Казакова, студ.; рук. Т.В. Истомина, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ОПУХОЛИ МОЛОЧНОЙ ЖЕЛЕЗЫ С ПОМОЩЬЮ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Одним из средств повышения эффективности диагностики является автоматизация обработки данных с использованием информационных технологий как средства, позволяющего учитывать значительное количество диагностических признаков. При данном подходе минимизируются ошибки, связанные с субъективными факторами, такими как усталость врача, недооценка значимости отдельных симптомов и т.д. Указанные выше проблемы можно решить созданием интеллектуального аппаратно-программного комплекса диагностики заболеваний. Его функционирование может быть основано на данных радиотермометрии.

На сегодняшний день развитие РТМ-диагностики представляется крайне актуальной задачей [1]. Благодаря тому, что этот метод безопасен для пациента и врача, прост в использовании и способен выявлять патологию на ранних стадиях, его следует использовать для профилактики заболеваний молочной железы и других органов. Нейронные сети являются достаточно эффективным методом диагностики заболеваний, а получаемая точность допускает их использование в экспертных комплексах [2].

В данной работе исследовались перспективы применения нейросетевого подхода для распознавания РТМ-изображения молочных желез в норме и при различных патологиях. Были изучены основные положения теории нейронных сетей, алгоритмы построения и обучения. В работе предлагается использование алгоритмов, основанных на искусственных нейронных сетях, для оценки параметров опухоли молочной железы: диаметра, глубины залегания и тепловыделения опухоли. Сеть создается и обучается с использованием пакета MatLab: Neural Network Toolbox. Для обучения используются данные математического моделирования собственного теплового излучения тканей многослойной молочной железы с опухолью и без нее, полученные в программе мультифизического моделирования COMSOL Multiphysics [3].

Литература

1. **Веснин С.Г.** Теоретические основы использования РТМ-метода в маммологии // Организационные, медицинские и технические аспекты клинической маммологии: Мат. V-ой Всеросс. научн.-практ. конф. М.: ВНИИРТ, 2007.
2. **Хайкин С.** Нейронные сети. Полный курс. М.: Вильямс, 2006.
3. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Математическое моделирование собственного излучения тканей человека в микроволновом диапазоне // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9.

*И.И. Киселев, студ.; рук-ли: В.А. Фин, к.т.н., с.н.с. (НИИТП);
Е.В. Шалимова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА СОВРЕМЕННЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ МЕДИЦИНСКИХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Как известно, клиническая область и возможности ультразвуковой (УЗ) диагностики определяются в основном типом подключаемых УЗ датчиков и режимами работы УЗ медицинских диагностических устройств (УЗМДУ). Знание минимально необходимых параметров устройства является необходимым при их выборе и, как следствие, необходимой частью проектирования диагностических аппаратов УЗ исследований [1, 2].

Типовая схема УЗ сканера состоит из семи основных элементов: формирователь, приемное и передающее устройства, устройство оперативной памяти, сканконвертер, монитор и панель управления. Управление работой всех элементов и узлов электронного блока осуществляется с помощью основного процессора в соответствии с программой, разработанной индивидуально для данного прибора. Основной функцией передающего тракта приемо-передающего модуля (ППМ) является возбуждение пьезопреобразователей в соответствии с заданным режимом излучения [1].

Расчет мощности передающего устройства был проведен на основе уравнения дальности радиолокации. Полученная минимальная необходимая мощность составила 0,5 Вт для глубины зондирования 50 мм. Проведены расчеты минимально допустимых значений чувствительности, коэффициента усиления, а также динамического диапазона при сканировании на глубину 50 и 240 мм. Кроме того, рассчитано улучшение отношения сигнал/шум, обеспечиваемое когерентным приемным устройством, состоящим из 128 каналов.

Проведена конструктивная компоновка узлов ППМ. В результате конструирования и разводки печатных плат получен 8-канальный модуль. Для 128-канального ППМ понадобится 16 таких модулей. На основании принципов разводки печатных плат была сформулирована целесообразность использования многослойной печатной платы. Приводится пример 32-канального ППМ. Некоторые модули управляются через интерфейс SPI, что делает настройку очень удобной.

Хорошие технические параметры, малое потребление, низкая стоимость, небольшие габариты, полученные при проектировании ППМ, говорят о целесообразности применения проектируемого ППМ в УЗМДУ.

Литература

1. **Осипов Л.В.** Ультразвуковые диагностические приборы. Практическое руководство для пользователей. М.: Видар, 1999.
2. **Сколник М.И.** Введение в технику радиолокационных систем. М.: Мир, 1965.

В.С. Колегова, студ.; рук. М.Н. Крамм, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ДИАГНОСТИЧЕСКАЯ ИНФОРМАТИВНОСТЬ ВТОРИЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА СЕРДЦА

Диагностические возможности электрокардиографии (ЭКГ) возрастают при извлечении из нее дополнительных сведений. Метод реконструкции эквивалентного дипольного источника сердца, разработанный в НИУ «МЭИ», позволяет определить дополнительные параметры электрической активности сердца, которые пока не используются врачами [1].

В ходе выполнения работы [2] на основе полученных при реконструкции зависимостей координат дипольного источника сердца $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ и модуля дипольного момента $M(t)$ были выявлены вторичные диагностические параметры эквивалентного электрического генератора сердца (ЭЭГС): величина перемещения источника Δr , длина траектории источника S , коэффициент кривизны траектории $S/\Delta r$, коэффициент отношения модуля момента для Т зубца к модулю момента, найденному на 100 мс ранее вершины Т зубца – β . В ходе дальнейшей работы были исследованы записи пациентов с инфарктом миокарда и обследуемых без патологий. Записи для обработки извлекались из европейской базы кардиозаписей Physionet. Доработанный алгоритм позволяет автоматически определять временные интервалы для измерения вторичных параметров генератора. При этом интервалы времени выбирались с использованием среднеквадратического ЭКГ сигнала отведений: по уровню 0,5 от максимума R зубца на участке R зубца и для коэффициента β – по максимуму Т зубца. Для оценки диагностической информативности вторичных параметров ЭЭГС рассматривались гистограммы их распределения. По полученным гистограммам удалось выявить, что параметр β имеет несущий диагностическую информацию порог – для обследуемых с инфарктом порог составляет менее трех единиц.

На основе проведенной работы можно сделать вывод о перспективности применения предложенных вторичных диагностических признаков инфаркта миокарда.

Литература

1. **Реконструкция** токового источника в области миокарда / Д.С. Винокуров, М.Н. Крамм, В.В. Лебедев, Ю.Б. Попов // Медицинская техника. 2008. № 4.
2. **Колегова В.С., Крамм М.Н.** Сравнительный анализ пространственно-временной динамики дипольного источника электрической активности сердца на основе европейской базы кардиозаписей Physionet // Радиозлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XX МНТК студентов и аспирантов: В 4 т. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

*М.Ю. Костенкова, студ.; С.Ю. Костенков, асп.;
рук. М.А. Сидорова, к.т.н., доц. (ПензГТУ, г. Пенза)*

СОЗДАНИЕ БАЗЫ ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ

На сегодняшний день применяемые на практике современные методы формирования тестовых последовательностей рассчитаны на длительное время проверки работоспособности прибора и не эффективны при экспресс-анализе и быстром поиске неисправностей в работе приборов.

В связи с этим, несомненно, является актуальной задача создания базы опорных структур и тестовых последовательностей электрофизиологических сигналов. Для этого необходимо решить следующие задачи: выполнить анализ исследуемых сигналов; провести цифровую обработку ЭФС; построить опорные структуры ЭФС; выполнить статистическую обработку опорных структур и их математических моделей; рассмотреть принцип формирования тестовых последовательностей электрофизиологических сигналов; разработать модели тестовых последовательностей ЭФС для системы имитационного моделирования [1].

На основе проведенных исследований авторами разработана база данных, в которой записаны данные оригинальных ЭФС, их опорных структур, математические модели, описывающие ЭФС, а также сформированные тестовые последовательности.

После реализации вышеперечисленных задач можно сделать следующие выводы: основные информативные измеряемые параметры ЭФС и их математическое описание могут служить основой для создания базы моделей тестовых последовательностей [2]. База моделей тестовых последовательностей, учитывающих особенности «нормы» и «патологии» сигналов, поможет проводить качественную оценку работоспособности медицинских приборов, аппаратов и систем, проводящих автоматический анализ медико-биологических сигналов.

Литература

1. **Костенкова М.Ю., Костенков С.Ю.** Особенности формирования моделей тестовых последовательностей биоэлектрических сигналов для специализированных имитаторов // XIX Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2013.

2. **Костенкова М.Ю., Костенков С.Ю.** Обработка электрофизиологических сигналов для формирования моделей нормы и патологий // X Межрегиональная научно-практическая конференция студентов и аспирантов «Инновационные технологии в экономике, информатике, медицине, биотехнологиях и образовании» Пенза: Издательство ПГТА, 2013.

*А.А. Котов, студ.; рук-ли Д.В. Леонов, асп. (НИУ «МЭИ»);
В.А. Фин, с.н.с., к.т.н. (НИИТП)*

РАЗРАБОТКА АНАЛОГОВОГО ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ И СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МЕДИЦИНСКОГО ДИАГНОСТИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

Ультразвуковые медицинские диагностические устройства (УЗМДУ) предназначены для диагностики заболеваний внутренних органов, мягких тканей и кровеносных сосудов. В настоящее время эти устройства очень широко применяются при диагностике большинства заболеваний, в частности, очень распространенных и грозных (сердечно-сосудистых, онкологических). Поэтому разработка современных УЗМДУ с более высокими, чем у существующих, диагностическими возможностями и эксплуатационными характеристиками, имеет очень большое медико-социальное и экономическое значение [1, 2]. А применение современной элементной базы позволит уменьшить габаритно-массовые показатели с одновременным повышением функциональных и эксплуатационных возможностей разрабатываемого прибора [3].

В данной работе рассматриваются вопросы разработки программируемого аналогового приемо-передающего модуля (ППМ) и системы питания УЗМДУ на новой элементной базе. ППМ состоит из передающего тракта (субмодуля ПРД), приемного тракта (субмодуля ПРМ) и субмодуля многоканальных ключей «прием-передача».

Рассматриваются структурная и функциональная схемы УЗМДУ. На основании требований к субмодулям проводится выбор элементной базы. Для выбранной элементной базы выполняется компоновка элементов на печатной плате 128-канального ППМ и системы питания УЗМДУ.

Система питания УЗМДУ проектируется применительно к портативным системам. В ее основные функции входит обеспечение бесперебойного питания УЗМДУ от электросети 220 В, борт-сети 27 В, автомобильной сети 12 В и от аккумулятора на 12 В.

Литература

1. **Леонов Д.В., Фин В.А., Гукасов В.М.** Современное состояние и тенденции развития ультразвуковых медицинских диагностических устройств (УЗМДУ) // Медицина и высокие технологии. 2014. № 3.
2. **Леонов Д.В., Фин В.А.** Концепция разработки современного отечественного ультразвукового медицинского диагностического устройства экспертного класса нового поколения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2014. № 1.
3. **Medical Applications Guide 2013:** [Electronic resource]. URL:<http://www.ti.com>.

Я.А. Куприянова, студ.; рук. Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТОЯНИЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ РАБОТЫ СЕРДЦА

Создание адекватной модели электрической работы сердца необходимо для апробации алгоритмов решения обратной задачи электрокардиографии (ЭКГ) [1, 2]. Данные алгоритмы разрабатываются на кафедре ОРТ НИУ «МЭИ» и призваны повысить информативность ЭКГ-обследований, а именно, обнаруживать патологические изменения миокарда на ранних стадиях.

Целью настоящей работы являлись разработка и программная реализация алгоритма определения состояний клеточных автоматов (КА) в сферической модели генератора сердца [2].

Алгоритм включает несколько шагов:

- дискретизацию поверхности сердца с помощью КА;
- определение соседей для каждого КА;
- определение правила смены состояний КА;
- определение состояний КА в дискретные моменты времени одиночного кардиоцикла (КЦ);
- визуализация состояний КА в различные моменты времени (рис. 1).

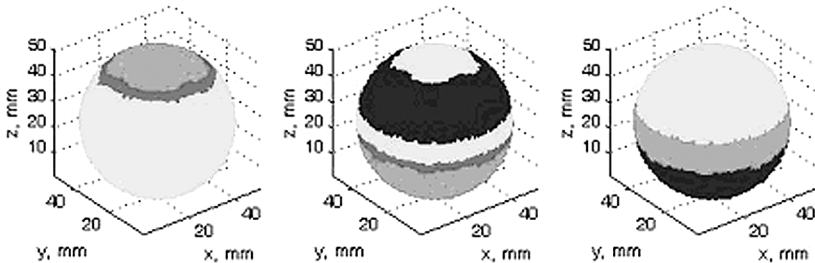


Рис. 1. Визуализация результатов моделирования состояний миокарда с помощью КА в характерные моменты времени КЦ

Разработанный алгоритм будет использован при расчете ЭКГ-сигналов как для одиночного КЦ, так и для серии из нескольких КЦ.

Литература

1. Новикова Е.В., Жихарева Г.В., Лобов Г.Д. Моделирование динамики возбуждения миокарда с помощью клеточных автоматов // Радиотехника, электроника и энергетика, XVIII Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3-х т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012.

2. Жихарева Г.В., Крамм М.Н. Реконструкция токовых источников сердца в обратной задаче ЭКГ. Алгоритмы и их анализ. Монография. LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, Saarbrücken, Germany, 2012.

ВЕЙВЛЕТ-ОБРАБОТКА ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ

Целью данной работы является разработка алгоритма фильтрации шума и сетевой помехи в электрокардиосигналах (ЭКС). Актуальность работы связана с необходимостью использования новых методов обработки ЭКС при внедрении новых технологий электрокардиографических исследований: анализ ЭКГВР (высокого разрешения), сжатие сигнала при длительных исследованиях (мониторирование сердечного ритма по Холтеру), а также удаление сетевой помехи, высокочастотного шума и борьба с дрейфом изолинии сигнала.

Принято считать, что частоты выше 100 Гц не влияют заметно на форму кардиосигнала и, следовательно, их можно удалить без существенного изменения его формы [1]. В работе был проведен расчет необходимого уровня разложения для удаления частотных компонент выше 100 Гц для некоторых типов вейвлетов. Для определения центральной частоты вейвлета необходимого уровня разложения мы пользовались формулой

$$Fr_N = \frac{Fr_0 Fr_d}{2^{N-1}}, \quad (1)$$

где Fr_N – центральная частота вейвлета для N -го уровня разложения; Fr_0 – центральная нормированная частота базового вейвлета [2]; Fr_d – частота дискретизации сигнала. При этом, если использовать вейвлет Добеши четвертого порядка для очистки ЭКС от шума, то в данном случае третий уровень разложения лучше всего подходит для удаления шума кардиосигнала, так как центральная частота, используемая для третьего уровня разложения, равна 178,6 Гц, в то время как центральная частота, используемая для четвертого уровня разложения, равна 89,3 Гц и уже оказывает влияние на форму ЭКГ. Таким образом, процедура удаления шума и компрессии сигнала состоит из трех этапов: 1) декомпозиция. Выбирается вейвлет и уровень разложения N . Вычисляется вейвлет-разложение исходного сигнала до уровня N ; 2) пороговая обработка детализирующих коэффициентов; 3) реконструкция. Проводится вейвлет-реконструкция, основанная на первоначальных аппроксимирующих коэффициентах уровня N и модифицированных детализирующих коэффициентах уровней от 1 до N [2].

В работе представлены осциллограммы реальных кардиосигналов до и после обработки.

Литература

1. **Рангайян Р.М.** Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход. М.: Физматлит, 2010.
2. **Яковлев А.Н.** Основы вейвлет-преобразования сигналов. М.: Сайнс-пресс, 2003.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ПОЛОСОВОГО СВЧ-ФИЛЬТРА, ВХОДЯЩЕГО В СОСТАВ УСИЛИТЕЛЬНОГО МОДУЛЯ МИКРОВОЛНОВОГО МЕДИЦИНСКОГО РАДИОТЕРМОМЕТРА

Одним из современных методов ранней диагностики является неинвазивный метод радиотермометрии. Радиотермография является новым развивающимся направлением в диагностике, в особенности для обнаружения онкологических заболеваний. Этот метод основан на измерении температуры внутренних тканей по интенсивности их теплового излучения в микроволновом диапазоне [1]. В отличие от инвазивных методов исследования, получаемые при эксплуатации радиотермографии, полностью безвредны и высоко информативны.

В работе проведено построение модели полосового СВЧ-фильтра, работающего в полосе частот от 3,4 до 4,2 ГГц с коэффициентом стоячей волны (КСВ) не более 1,5. С использованием программного пакета САПР «AWR Design Environment» [2] была создана модель фильтра на базе длинных связанных линий и исследована зависимость КСВ от рабочей частоты. По полученной модели была разработана топология фильтра и построен проект полоскового устройства, удовлетворяющего техническому заданию (рис. 1).

При моделировании можно использовать один из методов: линейное моделирование, усовершенствованный гармонический баланс, ряды Вольтера или 3-мерное электромагнитное моделирование (EMSiht). Результаты могут выводиться в различных графических формах или в таблице в зависимости от цели проводимого анализа. Можно настраивать или оптимизировать проекты и все изменения немедленно и автоматически отражать на графиках и в топологии.

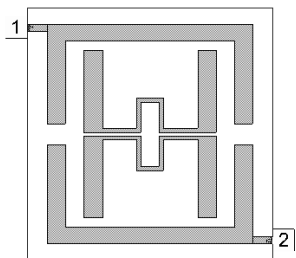


Рис. 1. Топология фильтра

Литература

1. Вайсблат А.В. Медицинский радиотермометр РТМ-01-РЭС // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2001. № 8.
2. Дмитриев Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2002. URL: www.eurointech.ru/products/AWR/Dmitriev_mwo_2002_1.pdf.

РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА РЕКОНСТРУКЦИИ ДИПОЛЬНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ СЕРДЦА

В данной работе решается обратная задача реконструкции координат и вектора момента эквивалентного источника электрической активности миокарда по предварительно обработанным многоканальным сигналам ЭКГ отведений [1]. Для повышения устойчивости получаемых временных зависимостей применяется регуляризация алгоритма реконструкции. В основу реконструкции закладывается дипольная модель электрического источника. Пусть g – вектор нормированных параметров источника, A – оператор проецирования вектора g на записанные ЭКГ-сигналы, характеризующиеся для текущего момента времени вектором b . Требуется решить операторное уравнение $Ag = b$ относительно вектора g . Регуляризация поставленной обратной задачи [2] может быть сведена к поиску минимума функционала

$$\Omega(g, \alpha) = |Ag - b|^2 + \alpha |g|^2, \quad (1)$$

где α – коэффициент регуляризации. На рис. 1 показана в качестве примера временная динамика координаты z источника, полученная без процедуры регуляризации ($\alpha = 0$, график слева), и с регуляризацией (график справа). Здесь координата z изменяется по направлению от груди к спине. Полученные данные свидетельствуют о работоспособности процедуры регуляризации.

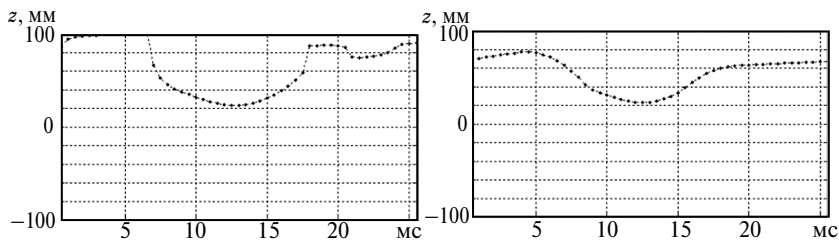


Рис. 1. Координата z электрического центра сердца в зависимости от времени без регуляризации (слева), с регуляризацией ($\alpha = 2,1$) (справа)

Литература

1. **Реконструкция** токового источника в области миокарда / Д.С. Винокуров, М.Н. Крамм, В.В. Лебедев, Ю.Б. Попов // Медицинская техника. 2008. № 4.
2. **Леонов А.С.** Решение некорректно поставленных обратных задач. М.: Книжный дом «Либроком», 2010.

*Е.В. Найденев, асп.; рук. И.В. Якименко, д.т.н., доц.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)*

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ФИЛЬТРАЦИИ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО БИОЛОГИЧЕСКОГО РЕАКТОРА

Работа посвящена описанию конструкции и принципа функционирования сложной системы фильтрации и очистки технической платформы многофункционального биологического реактора. На базе аппаратной платформы проводятся комплексные исследования по культивированию в искусственной среде живых биологических эндотелиальных капиллярных образований [1]. Тематика работы входит в перечень приоритетных направлений научных исследований Правительства Российской Федерации и продолжает изыскания проекта РФФИ № 96-04-50991.

В основе системы фильтрации находится принцип разделения нескольких фаз субстанций, используемых в биореакторе. Для этого применяются сложные фильтры различной формы и материалов. Система фильтрации в процессе непрерывной работы до 90 000 ч отделяет физраствор, гелеподобную субстанцию внешней среды биореактора, жидкую фазу, химические реагенты и факторы роста, не использованные в реакции и др. Каждую из субстанций система фильтрации направляет в отдельный канал для последующей повторной очистки и распределения. Основной блок системы фильтрации миниатюрен и имеет вес не более 400 г. Используются шесть шаговых двигателей с цифровой системой управления.

Предварительно система фильтрации была смоделирована с использованием пакета компьютерной математики MatLab&Simulink R2014a. Моделирование было проведено в стационарных и нестационарных режимах работы. Построена полноценная компьютерная 3D-модель с использованием системы Autodesk 3Ds Max для изучения физических процессов и формирования оптимальной конструкции устройства. Завершается процедура оформления материалов для получения патента на полезную модель.

Разработанное устройство может быть использовано в устройствах клеточной биологии, фармакологии, пищевой промышленности, в проектных организациях и исследовательских центрах. Программируемые алгоритмы работы позволяют легко адаптировать устройство к новой среде, а также расширить выполняемые функции. Рассмотрена возможность импортозамещения приобретаемых фильтрационных материалов.

Литература

1. **Найденев Е.В.** Разработка технической платформы многофункционального биологического реактора // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1. С. 215.

Е.В. Новикова, асп.; рук. В.В. Штыков, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

УМЕНЬШЕНИЕ ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ОТ КОЖНОГО ПОКРОВА ЧЕЛОВЕКА С ПОМОЩЬЮ ФЕРРИМАГНИТНОГО СЛОЯ

Рассматривается нормальное падение на кожу человека электромагнитной волны (ЭМВ) излучателя медико-биологической аппаратуры для электромагнитной терапии. В качестве физической модели кожного покрова используется модель в виде плоскостной среды, которая состоит из плоских продольно однородных слоев кожи.

При расчете коэффициента отражения ЭМВ от кожного покрова выяснилось, что около 60 % мощности отражается, следовательно, потери велики, поэтому для энергетической эффективности работы излучателя между излучателем и кожей был размещен биологически нейтральный посредник. Для построения его функциональной модели используется модель четвертьволнового трансформатора [1].

Проведен расчет комплексной диэлектрической проницаемости четвертьволнового трансформатора $\epsilon_{11}(\omega)$ [2], который показал, что существуют области, где ее мнимая часть больше нуля. Это означает, что согласование внешней среды с кожным покровом физически нереализуемо с помощью выбранной модели трансформатора.

Таким образом, выбор характеристик модели трансформатора требует дополнительного исследования и, можно ожидать, что результаты расчетов могут быть улучшены при использовании ферритного согласующего слоя [3].

Результаты работы могут быть использованы для частного решения общей цели электромагнитной диагностики искусственных и естественных сред различной природы: установление признаков, характеризующих состояние и свойства, и оптимизация воздействия на вышеназванные среды.

Литература

1. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. М.: Высшая школа, 1980.
2. **Кальщик А.А., Новикова Е.В., Штыков В.В.** Расчет коэффициента отражения кожи человека. // Тез. докл. XX междунар. НТК студ. и асп. «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.
3. **Баскаков С.И.** Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Книжный дом «Либроком», 2012.

*И.А. Павич, студ.; рук-ли Г.Д. Лобов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
М.К. Седанкин, к.т.н. (ООО «Фирма РЭС»)*

РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ-АПЛИКАТОРА МЕДИЦИНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ОБСЛЕДОВАНИЯ МОЛОЧНОЙ ЖЕЛЕЗЫ

В связи с увеличением продолжительности жизни населения, улучшением ситуации в лечении и профилактике сердечно-сосудистых заболеваний, ростом онкологической заболеваемости у граждан молодого возраста, рак становится важной медико-социальной проблемой. Особо остро проблема стоит в отношении рака молочных желез. Микроволновая радиотермометрия (МР) позволяет выявлять тепловые аномалии в молочной железе на глубине нескольких сантиметров на ранних стадиях, предшествующих метастазированию.

Для развития МР необходима разработка новых типов антенн-аппликаторов. В связи с простотой конструкции, низкой стоимостью и общим развитием техники в области печатных антенн-аппликаторов целесообразно создание печатной антенны-аппликатора с щелевым излучателем.

Проведено моделирование печатной антенны с учетом ее конструкции и с учетом многослойной модели молочной железы с опухолью. Рассчитаны характеристики печатной антенны-аппликатора в микроволновом диапазоне. Для моделирования использовалась коммерческая САПР CST Microwave Studio 2010 по методике, изложенной в [1–3]. Выполненные теоретические исследования подтвердили возможность выявления тепловых аномалий молочной железы с помощью разработанной антенны.

Антенна-аппликатор может быть использована в составе радиотермометров медицинского назначения, работающих на частоте 3,8 ГГц с полосой 500 МГц, в том числе и при многоканальных исследованиях. Планируется использование антенны в составе диагностического «бюстгалтера». Антенна выгодно отличается от других печатных антенн наличием датчика температуры корпуса антенны.

Литература

1. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Математическое моделирование собственного излучения тканей человека в микроволновом диапазоне // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9.
2. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Миниатюрные антенны-аппликаторы для микроволновых радиотермометров медицинского назначения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 10.
3. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Сравнение антенн-аппликаторов медицинского назначения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2012. № 10.

*А.И. Павлюк, студ.; Е.В. Найденов, асп.; рук. И.В. Якименко, д.т.н., доц.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)*

МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ КОНТРОЛЯ ПРОТЕКАНИЯ ХИМИЧЕСКИХ РЕАКЦИЙ В ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ПРОЦЕССЕ

Исследование процессов клеточного деления, выявление активности веществ, анализ воздействия химических реагентов, получение различных спектрограмм и др. – области биохимии, в которых присутствие человека-оператора непосредственно возле объекта технологического процесса ограничено или невозможно. Среди наиболее востребованных технических устройств для нужд биохимии выделяют многофункциональные микробиологические установки различной сложности. Наиболее важным узлом такого устройства является автоматизированная система управления, поддерживающая сложные алгоритмы поведения [1].

В работе описан процесс разработки автоматизированной системы управления клапанами биологического реактора с целью контроля активности химических параметров, который применяется в областях клеточной и тканевой инженерии. Тематика работы входит в перечень приоритетных направлений научных исследований Правительства Российской Федерации и продолжает изыскания проекта РФФИ №94-04-13544.

Алгоритмы управления разрабатываемой технической системы были предварительно смоделированы в стационарных и нестационарных условиях работы. Для этого применялись средства пакета компьютерной математики MatLab&Simulink R2014a, где операции управления клапанной системой были представлены в виде машин состояния StateFlow. Следующим этапом являлась сборка макетного стенда, где на базе миниатюрного одноплатного компьютера были воспроизведены алгоритмы управления клапанной системой биореактора. В настоящее время завершается процедура патентования программы для ЭВМ на базе разработанного алгоритма.

Область исследования относится к отраслям производства, которые всецело зависят от качественного функционирования системы управления. Среди таковых можно назвать отрасли ядерной, химической, пищевой, военной, космической промышленности, генетика и др.

Литература

1. **Naidyonov E.V., Yakimenko I.V., Glotov V.A.** Micromachines microflow cybernetic platform for cultivation self-developing and operates endothelial capillary networks in vitro: computer design and modeling in cad and system computer mathematic // XI international scientific conference «Physics and radioelectronics in medicine and ecology» with elements scientific youth school «PhREME'2014». Federal Agency for Education of the Russian Federation, Journal of Vladimir State University, 2014. Book II. P. 88–92.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАСЧЕТА ПОВЕРХНОСТНОГО ПОТЕНЦИАЛА НА ЭПИКАРДЕ И ТОРСЕ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

Цель данной работы состоит в разработке алгоритма реконструкции распределения электрического потенциала на поверхности миокарда с учетом электрической изоляции на границе тело–воздух. Для расчета потенциала на поверхности сердца и торса в работе используется метод граничных элементов. Записав на основании формулы Грина два интегральных уравнения [1] для точки наблюдения на торсе и эпикарде, придем к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$\begin{aligned}
 2\pi u_{B_i'} &= \sum_{i=1, i \neq i'}^{N_B} G_{BB_i' i} g_{B_i} - \sum_{j=1}^{N_T} H_{BH_i' j} u_{H_j} + \sum_{j=1}^{N_T} G_{BH_i' j} g_{H_j} - \\
 &- \sum_{i=1, i \neq i'}^{N_B} H_{BB_i' i} u_{B_i}; \\
 2\pi u_{H_j'} &= \sum_{j=1, j \neq j'}^{N_T} G_{HH_j' j} g_{H_j} + \sum_{i=1}^{N_B} G_{HB_j' i} g_{B_i} - \\
 &- \sum_{i=1}^{N_B} H_{HB_j' i} u_{B_i} - \sum_{j=1, j \neq j'}^{N_T} H_{HH_j' j} u_{H_j}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Здесь первый индекс соответствует точке наблюдения, второй индекс – индекс суммирования, u_{B_i} , u_{H_j} – потенциалы на поверхности торса и эпикарда соответственно; g_{B_i} , g_{H_j} – нормальная производная потенциала на этих поверхностях. С учетом изоляции значения g_{B_i} равны нулю. Торс моделируется круговым цилиндром, а миокард – сферой. Проводится анализ влияния числа разбиений N_B и N_T поверхности на погрешность представления поверхностных потенциалов по формулам (1). Для сравнения потенциалы рассчитывались по аналитическим формулам с использованием двойных рядов с функциями Бесселя [2]. В качестве модельного источника, создающего поверхностные потенциалы, рассматривается диполь, расположенный внутри сферы миокарда. Представлены зависимости относительной среднеквадратической погрешности расчета потенциалов по формулам (1) от числа разбиений N_B и N_T . Показано уменьшение погрешности при увеличении числа разбиений.

Литература

1. **Программно-аппаратный** комплекс для неинвазивного электрофизиологического исследования сердца на основе решения обратной задачи электрокардиографии / Л.А. Бокерия, А.Ш. Ревитшвили, А.В. Калинин и др. // Медицинская техника. 2008. № 6.
2. **Крамм М.Н., Стрелков Н.О., Сушок М.В.** Погрешности реконструкции параметров токового диполя сердца для неоднородной модели торса человека в виде кругового цилиндра // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 12.

*Н.А. Пашкова, студ.; рук-ли В.А. Гречихин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»);
М.К. Седанкин, к.т.н. (ООО «Фирма РЭС»)*

РАЗРАБОТКА ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ-АППЛИКАТОРА МЕДИЦИНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ОБСЛЕДОВАНИЯ ГОЛОВНОГО МОЗГА

В связи с увеличением продолжительности жизни и старением населения, улучшением ситуации в лечении и профилактике сердечно-сосудистых заболеваний, ростом числа инсультов у лиц молодого возраста диагностика и лечение инсульта головного мозга (ГМ) становятся важными медико-социальными задачами [1]. Микроволновая радиотермометрия (МР) позволяет выявлять тепловые аномалии ГМ на глубине нескольких сантиметров [2].

Для развития МР мозга необходима разработка новых типов антенн-аппликаторов. В связи с простотой конструкции и низкой стоимостью, а также общим развитием уровня техники в области печатных антенн, целесообразно создание печатной антенны-аппликатора с целевым излучателем.

Проведено моделирование собственного излучения ГМ при наличии ишемического инсульта с учетом конструкции печатной антенны-аппликатора в микроволновом диапазоне по методике, изложенной в [3]. Для моделирования использовалась коммерческая САПР CST Microwave Studio 2010. Выполненные исследования подтвердили возможность выявления тепловых аномалий ГМ (инсульта) с помощью МР.

Антенна-аппликатор может быть использована в составе радиотермометров медицинского назначения, работающих на частоте 3,8 ГГц с полосой 500 МГц, в том числе и при многоканальных исследованиях. Антенна выгодно отличается от других печатных антенн наличием системы нагрева, датчика температуры корпуса антенны, а также позволяет измерять температуру кожного покрова.

Литература

1. **Global** and regional burden of stroke during 1990-2010: findings from the Global Burden of Disease Study 2010 / Feigin V.L. [et al.] // The Lancet. 2014. Vol. 383, No 9913.
2. **Возможности** краниоцеребральной гипотермии и радиотермокартирования для диагностики и лечения острого нарушения мозгового кровообращения / Шевелев О.А. [и др.] // Здоровье и образование в XXI веке. 2014. Т. 16. № 2.
3. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Математическое моделирование собственного излучения тканей человека в микроволновом диапазоне // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9.

*Е.М. Понкратова, студ.; Д.В. Леонов, асп.;
рук-ли Е.В. Шалимова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»);
В.А. Фин, с.н.с., к.т.н. (НИИТП)*

ВОПРОСЫ ВЫБОРА ФВЧ ДЛЯ РЕЖИМА НЕПРЕРЫВНО-ВОЛНОВОГО ДОППЛЕРА

В настоящее время ультразвуковая (УЗ) диагностика заболеваний внутренних органов, мягких тканей и кровеносных сосудов является одной из ключевых диагностических методик и, по-видимому, сохранит эту позицию в обозримом будущем [1].

УЗ диагностика подразделяется на УЗ визуализацию и доплеровские измерения и картирование скорости кровотока. В докладе рассматриваются вопросы доплеровских измерений, которые имеют большое значение при диагностике ангиологических и смежных с ними заболеваний.

Своевременная и правильная диагностика ангиологических заболеваний, в частности сердечно-сосудистых заболеваний, чрезвычайно важна для проведения правильного и эффективного лечения [2]. Поэтому вопросы УЗ диагностики, в частности доплеровских измерений скорости кровотока, имеют очень важное медико-социальное значение.

Как известно, на картину спектра сигналов с доплеровским сдвигом могут повлиять низкочастотные составляющие, вызванные пульсациями стенок сосудов и другими физическими причинами. Чтобы подавить эти составляющие, используются фильтры верхних частот (ФВЧ). В докладе основное внимание уделяется фильтрации паразитных колебаний стенок сосудов с помощью ФВЧ. Проводится квалиметрия ФВЧ [3].

С помощью математического моделирования в среде MatLab исследуются программные алгоритмы, позволяющие получить доплеровскую аудиоинформацию. Рассматривается программная модель устройства для выделения сигналов доплеровского спектра из радиочастотных эхосигналов. Приводятся результаты ее тестирования. Также в среде MatLab выполнено программирование звуковой карты для вывода звукового доплеровского сигнала на громкоговорители персонального компьютера.

Проведенное моделирование подтвердило возможность фильтрации паразитных сигналов с помощью ФВЧ, а также позволило дать рекомендации по выбору типа и параметров ФВЧ.

Литература

1. **Осипов Л.В.** Ультразвуковые диагностические приборы. Практическое руководство для пользователей. М.: Видар, 1999.
2. **Антонова Ю.В.** Болезни сосудов. Эффективное лечение и профилактика. М.: АСТ, Сова, 2007.
3. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2003.

Т.В. Постнова, Я.А. Куприянова, студенты;
рук. Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТОЯНИЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ИШЕМИЧЕСКОЙ БОЛЕЗНИ СЕРДЦА

Своевременная диагностика ишемической болезни сердца (ИБС) является важной задачей электрокардиографии (ЭКГ). Традиционные ЭКГ-методики не всегда способны выявить ИБС, особенно на ранних стадиях. Перспективным направлением является разработка алгоритмов диагностики ИБС, основанных на решении обратной задачи ЭКГ [1]. Для апробации таких алгоритмов необходимы адекватные модели электрической деятельности сердца при наличии ИБС.

В настоящей работе для моделирования динамики возбуждения миокарда при ИБС используются клеточные автоматы [2]. Рассмотрены два типа патологий – появление дополнительных очагов возбуждения и областей с пониженной проводимостью.

Результаты моделирования состояния миокарда с помощью клеточных автоматов для фиксированного момента времени представлены на рис. 1.

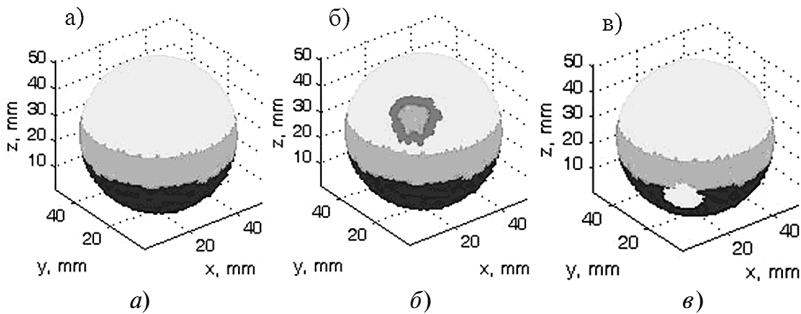


Рис. 1. Прохождение возбуждения по квазиэпикарду:
в норме (а), при наличии дополнительного узла возбуждения (б) и при наличии
непроводящей области (в)

Разработанный алгоритм будет использован для расчета ЭКГ-сигналов при апробации алгоритмов решения обратной задачи ЭКГ.

Литература

1. **Reconstruction** of equivalent current sources on quasi-epicardium / M.N. Kramm, G.V. Zhikhareva, D.V. Filonov, N.A. Zhuravleva // 1st Russian German Conference on Biomedical Engineering RGC 2013. Germany, Hanover, 2013.

2. **Новикова Е.В., Жихарева Г.В., Лобов Г.Д.** Моделирование динамики возбуждения миокарда с помощью клеточных автоматов // Радиотехника, электротехника и энергетика, XVIII Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 3-х т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012.

П.А. Прокофьева, Ю.И. Якименко, студенты;
рук. И.В. Якименко, д.т.н., проф. (Филиал МЭИ в г. Смоленске)

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДОЗИРОВАНИЯ

В настоящее время получили широкое распространение современные информационно-вычислительные технологии, часть которых базируется на цифровых методах управления. В работе рассматривается автоматическая система управления дозированной подачей активной жидкости, работающая в условиях, когда присутствие человека-оператора невозможно.

Целью работы является разработка способа автоматического управления дозированной подачей активной жидкости в технологическом процессе на основе информации полученной от устройства технического зрения, способного путем фотомониторинга оценивать динамику технологического процесса и вырабатывать сигналы управления.

Таким образом, научной новизной работы являются:

- 1) разработка способа управления дозированной подачей активной жидкости в технологическом процессе, реагирующего на сигналы управления, вырабатываемые системой технического зрения [1];
- 2) разработка способа обработки изображений, основой которого является расчет коэффициента корреляции между двумя матрицами изображений, зафиксированными через равные промежутки времени, и сравнение его значения с порогом [1].

Личный вклад авторов заключается в разработке алгоритмов для названных систем и проведении математического моделирования в среде MatLab&Simulink, подтвердившего их работоспособность [2].

Полученные результаты будут использованы для разработки микромашинных кибернетических платформ, предназначенных для культивирования саморазвивающихся эндотелиальных капиллярных сетей, сопряженных с организованными в пространстве *in vitro* микропотоками питательной среды [1].

Литература

1. **Клеточная** и тканевая инженерия эндотелия IN VIVO и IN VITRO (инженерные подходы) / Ю.И. Якименко, П.А. Прокофьева и др.// Математическая морфология. Электронный математический и медико-биологический журнал. Т. 12. Вып. 2. Смоленск, СГМА, 2013. URL: <http://www.smolensk.ru/user/sgma/MMORPH/N-38-html/naydenov/naydenov.htm>.

2. **Свидетельство** о государственной регистрации программы для ЭВМ «Программа для вычисления порогового значения для принятия статистического решения в условиях ненормальности анализируемых распределений» / Ю.И. Якименко, П.А. Прокофьева и др. Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Регистрационный номер свидетельства 2014611886 от 13.02.2014 г.

Т.В. Рощина, студ.; рук. Т.В. Истомина, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ДАНЫХ ДЛЯ АНАЛИЗА НАРУШЕНИЙ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

Сердечные заболевания широко распространены и занимают лидирующее положение среди причин смертности. В связи с этим исследование сердечно-сосудистой системы является одной из актуальных проблем современной фундаментальной медицины. На сегодняшний день одним из самых распространенных методов диагностики и распознавания сердечно-сосудистых заболеваний является электрокардиография.

Современные технологии вейвлет-анализа позволяют эффективно и комплексно решать следующие задачи:

- идентификации;
- помехоподавления;
- сжатия информации;
- анализа сигналов и изображений.

Поэтому применение данной методологии для анализа нарушений сердечного ритма (АНСР) позволит повысить надежность и качество их обнаружения по электрокардиограмме. В настоящее время отсутствуют аттестованные технические средства АНСР, основанные на вейвлет-преобразовании, что требует создания алгоритмов их работы [1, 2].

В данной работе приводится обзор существующих алгоритмов анализа нарушений сердечного ритма, весь спектр которых представлен в литературе [3]. Проводятся разработка и исследование усовершенствованного алгоритма АНСР.

Проводится моделирование разных видов аритмий, а также математическое моделирование работы существующих, например, пороговых, структурных и нечетких алгоритмов анализа и усовершенствованного, основанного на применении вейвлет-анализа, которое показало повышение общей диагностической эффективности результатов в среднем на 5 %.

Литература

1. **Истомина Т.В., Чувькин Б.В., Щеголев В.Е.** Применение теории wavelet в задачах обработки информации. Пенза: Издательство ПГУ, 2000.
2. **Яковлев А.Н.** Введение в вейвлет-преобразование. Новосибирск: Издательство НГТУ, 2006.
3. **Орлов В.Н.** Руководство по электрокардиографии. М.: Медицина, 1983.

О.И. Самохина, студ.; рук. В.А. Федоров, доц. (НИУ «МЭИ»)

КЛАСТЕРНО-ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРА РИТМОГРАММЫ СЕРДЦА

Целью работы являлось исследование динамики фрактальных параметров в кластерах спектра ритмограммы сердца с классификацией этих параметров в соответствии с функциональным состоянием человека.

Ритмограмма сердца представляет собой дискретную зависимость R-R интервалов за время наблюдения [1].

Фракталами называются геометрические объекты, обладающие свойством самоподобия. Спектры мощности фрактальных объектов имеют спадающий характер и некратное соотношение между дискретными частотами. Частотные составляющие спектра ритмограммы сердца включают области с наиболее выраженными спектральными линиями. Такие частотные области формируются в частотные кластеры спектра ритмограммы сердца. Спектр мощности ритмограммы сердца можно аппроксимировать степенной функцией вида

$$S(f) = f^{-\beta}. \quad (1)$$

Причем параметр β показывает быстроту спадания огибающей спектра. Исследования показали, что величина β связана с функциональным состоянием человека.

В проведенных экспериментальных исследованиях частотные кластеры были выделены из спектров мощности ритмограмм сердца различных испытуемых с помощью полосовой фильтрации. Для каждого кластера были исследованы следующие фрактальные параметры [2]: 1) размерность Хаусдорфа–Безиковича (которая характеризует структуру фрактального объекта); 2) параметр Херста (характеризует степень «изрезанности» ритмограммы сердца); 3) параметр β (характеризует быстроту спадания огибающей спектра). В каждом кластере фрактальные показатели имеют собственные значения, которые могут изменяться квазипериодически на относительно продолжительном временном участке.

В процессе работы были исследованы фрактальные параметры для двух категорий испытуемых: больных диабетом и спортсменов высокого класса. Для этих категорий вычислялись фрактальные параметры, которые показали возможность диагностирования различных патологий у испытуемых.

Литература

1. **Фёдоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека: учебное пособие для вузов. М: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. **Аскерова Н.Н., Фёдоров В.А.** Кластерный анализ сигнала, отраженного от живого объекта // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XX МНТК студентов и аспирантов: В 4 т. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

РАСЧЕТ ТЕМПЕРАТУРЫ БИОТКАНИ ПРИ СВЧ НАГРЕВЕ АППЛИКАТОРОМ

Антенны-аппликаторы могут применяться в медицине для исследования собственного излучения биологических тканей человека или для нагревания какой-либо части тела до заданной температуры в процессе лечения. В данной работе рассматривается действие электромагнитных полей, излучаемых простейшей антенной-аппликатором, на биологический объект (БО), в качестве которого может быть представлена часть тела человека, биологическая среда и другое. Выполнена оценка нагрева БО на простейшей модели полупространства с биологической тканью и нормально падающей на полупространство плоской электромагнитной волной. Анализ перераспределения тепла в БО можно выполнить, используя «биотепловое» уравнение, учитывающее специфические процессы в биоткани [1, 2].

С использованием программы CST Microwave Studio [3] выполнено численное моделирование антенны-аппликатора, с помощью которого выполняется облучение биологического объекта для того, чтобы получить температурное распределение в биологической среде. Изменение температуры в нескольких точках биологического объекта показано в виде графиков. Результаты расчета показывают повышение температуры на 0,5–1,5° при действии СВЧ мощности 1 Вт на биологическую среду, соответствующую модели головы пользователя сотового телефона.

На примере биологического объекта выполнены расчеты удельной мощности поглощения и температурного распределения, которые показали корреляцию расчетов по упрощенной модели, полученной из упрощенной термодинамической модели и численного расчета на программе CST.

Литература

1. **Хитров Ю.А., Шестиперов В.А.** СВЧ в медицине // *Обзоры по электронной технике*. Сер. 1. Вып. 16. М.: ЦНИИ «Электроника», 1983.
2. **Гай А.В., Леманн Ю.Ф., Стоунбидж Дж.** Применение электромагнитной энергии в терапии // *ТИИЭР*. 1974. Т. 62. № 1.
3. **Курушин А.А.** Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. М.: «One-Book», 2014.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА БИОТЕХНИЧЕСКОГО СКАНЕРА

В реальной клинической практике существующие технические возможности определения степени гидратации биологических объектов ограничены и практически не применяются. Создание прибора, который позволял бы быстро, просто, точно определять степень гидратации биологических тканей, полученных при патологоанатомических и судебно-медицинских вскрытиях, а также при гистофизиологических исследованиях лекарственных препаратов, направленных на уменьшение степени гидратации тканей, весьма актуально. Предлагаемый подход продолжает исследования проекта РФФИ № 94-04-13544 и № 96-04-50991 [1].

Напряжение с емкостных датчиков (рис. 1) через аналоговый мультиплексор подается на вход прецизионного 24-разрядного АЦП. Сигнал с АЦП подается на миниатюрный компьютер RaspberryPi (RP), который обрабатывает полученные данные и выводит информацию на монитор или передает на персональный компьютер (ПК) для дальнейшей обработки и систематизации человеком.

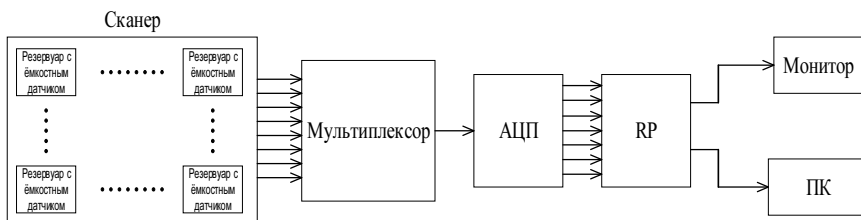


Рис. 1. Функциональная схема сканера

Стандартные биологические образцы из разных органов и тканей трупа помещаются в реакторы. Затем происходит заполнение этанолом до определенного уровня, реакторы герметизируются, и включается модуль регистрации изменения объемов. Для исключения влияния на результат измерения температуры окружающей среды применяется система термостатирования.

Таким образом, создаваемый прибор позволит с высокой точностью определять количество воды в органах при различных болезнях, что поможет при патологоанатомических и гистофизиологических исследованиях.

Литература

1. Готов В.А. Структурный анализ микрососудистых бифуркаций. (Микрососудистый узел и гемодинамический фактор). Смоленск: АО «Амипресс», 1995. – 251 с.

*А.А. Сонин, студ.; рук-ли Г.Д. Лобов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
М.К. Седанкин, к.т.н. (ООО «Фирма РЭС»)*

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН-АППЛИКАТОРОВ МЕДИЦИНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Важной медико-социальной проблемой является рак молочных желез. Для его выявления существует большое количество структурных и функциональных методов диагностики. Одним из таких методов является микроволновая радиотермометрия (МР), основанная на измерении мощности собственного излучения тела в микроволновом диапазоне. МР позволяет выявлять тепловые аномалии биологических объектов на глубине нескольких сантиметров [1–3].

Для развития МР необходимы моделирование и разработка конструкций новых типов антенн-аппликаторов. Для моделирования использовалась коммерческая САПР CST Microwave Studio 2010 по методике, изложенной в [2]. Чтобы корректно сравнивать новые антенны, необходим программный комплекс, позволяющий визуализировать и рассчитывать характеристики антенн после моделирования.

Для этой цели разработан комплекс программного обеспечения на базе объектно-ориентированного программирования в коммерческой среде Borland Developer Studio на языке C++, что отличает его от инструмента сравнения, представленного в [3].

Комплекс позволяет в многооконном режиме рассчитывать и визуализировать различные характеристики и параметры антенн и быстро проводить перерасчет с учетом новых данных биологического объекта (опухоли, очага ишемического инсульта, кровеносных сосудов и др.).

Литература

1. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Математическое моделирование собственного излучения тканей человека в микроволновом диапазоне // Биомедицинская радиоэлектроника. 2010. № 9.
2. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Миниатюрные антенны-аппликаторы для микроволновых радиотермометров медицинского назначения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2011. № 10.
3. **Веснин С.Г., Седанкин М.К.** Сравнение антенн-аппликаторов медицинского назначения // Биомедицинская радиоэлектроника. 2012. № 10.

А.С. Феофанова, студ.; рук. Е.В. Шалимова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ В ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ

Электроэнцефалография – это техника исследования, использующая измерения электрической активности мозга при помощи электродов, помещенных в определенные точки головы. Обработка электроэнцефалографических (ЭЭГ) сигналов на данный момент является актуальным направлением в области информационных технологий в медицине. ЭЭГ представляет собой сложный сигнал, статистические свойства которого зависят и от времени, и от места измерения. В этом смысле сигнал ЭЭГ нестационарен, а с динамической точки зрения он обладает хаотическим поведением [1].

Применение интегрального вейвлет-преобразования в отличие от визуального и спектрального анализов ЭЭГ позволяет классифицировать и количественно оценивать переходные процессы, характеризующие лабильность центральной нервной системы человека, дает новую информацию о развитии амплитудно-частотных изменений в электроэнцефалограмме при фотостимуляции. Применение вейвлет-спектров особенно актуально при исследовании нестационарных сигналов, так как дает разложение сигнала не только по частоте, но и по времени. Метод может использоваться при разработке информационных параметров для функциональных проб [2].

В ходе работы проведено моделирование сигнала ЭЭГ, а также его различных ритмов. Построены вейвлет-спектры реальных сигналов и моделей, в том числе вейвлет-спектры различных ЭЭГ ритмов. Сделан вывод о преимуществе метода построения вейвлет-спектров перед широко используемым методом построения периодограмм сигналов, так как становится возможно оценить динамику изменения активности мозга во времени, тогда как обычная периодограмма покажет лишь доминирующую частоту на всей реализации.

Литература

1. **Сахаров В.Л.** Методы и средства анализа медикобиологической информации. Таганрог: ТРТУ, 2001.
2. **Половенко К.Г.** Масштабный анализ электроэнцефалограмм на основе вейвлет-преобразований с базисной функцией Добеши // Прикладная радиоэлектроника. 2011. Том 10. № 1.

*Д.А. Хромов, студ.; рук-ли Г.Д. Лобов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
М.К. Седанкин, к.т.н. (ООО «Фирма РЭС»)*

РАЗРАБОТКА МНОГОКАНАЛЬНОГО ДАТЧИКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Существует проблема дифференциальной диагностики поверхностных опухолей. Известно, что тепловые методы, в том числе инфракрасная термография, позволяют выявлять тепловые аномалии на поверхности биологических объектов (БО) посредством измерения температуры. Впервые это показано в работе [1]. Злокачественные опухоли имеют повышенный метаболизм, обладают агрессивным ростом, поэтому будут выявляться с помощью термометрии. Различные инфракрасные камеры позволяют визуализировать температуру кожи, но имеют очень высокую стоимость. Использовать одноканальные инфракрасные датчики неудобно при многоочаговых опухолевых поражениях протяженных участков тела (конечностей, спины и др.).

Для измерения поверхностной температуры различных частей БО впервые предложен дешевый многоканальный ИК-датчик протяженных органов с системой мониторинга обследования. Система мониторинга позволяет осуществлять контроль перемещения датчика по поверхности БО с целью привязки измеряемой температуры к координатам поверхности, а также позволяет предотвратить ошибки измерений.

Для разработки многоканального датчика использовалась САПР SolidWorks.

Датчик может быть применен для дифференциальной диагностики опухолей кожи и выявления тепловых аномалий кожи.

Литература

1. **Lawson R.N.** Implications of surface temperatures in the diagnosis of breast cancer // *Canad. Med. Assoc. J.* 1956. Vol. 75. No 4.

М.В. Хромых, студ.; рук. М.Н. Крамм, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ПАКЕТА ПРОГРАММ ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ КАРДИОСИГНАЛОВ

К базовым задачам, которые стоят перед специалистами по биомедицинским приборам, относится задача повышения точности результатов диагностики. При этом важным этапом является выделение биосигналов на фоне помех различного типа и происхождения.

Данная работа посвящена программной реализации алгоритмов подавления основных видов помех, возникающих при ЭКГ-исследованиях: сетевой помехи и дрейфа изоэлектрической линии кардиосигнала. Для устранения сетевой помехи использовался программный код алгоритма фильтрации по принципу работы адаптивного режекторного фильтра. Фильтр построен на двух сдвиговых регистрах. Каждый регистр состоит из определенного количества элементов задержки n , определяемого отношением частоты дискретизации к частоте помехи (у нас $n = 40$). В цепи обратной связи 2-го регистра предложен коэффициент обратной связи $K = 0,1$. Коррекция дрейфа изолинии осуществляется путем вычитания из исходных кардиосигналов интерполирующих сплайнов третьей степени, которые строятся по опорным точкам исходных сигналов (среднее значение времени на PQ-сегменте) [1].

Для реализации независимых модулей в программе предварительной обработки алгоритмы были представлены в виде m -функций в программной среде MatLab. Преимущества модульности программы: простота реализации и отладки; укрытие переменных, позволяющее избежать конфликта переменных. Для наглядного отображения и поэтапного контроля работы программы были разработаны примеры для тестирования. Все тестовые программы оформлены в виде файлов-сценариев, в которых осуществляются чтение записей ЭКГ-сигналов многоканальных отведений, представление исходного сигнала в виде двумерного массива, вызов функций подавления сетевой помехи и коррекции дрейфа изолинии и графическое отображение скорректированного сигнала.

Литература

1. **Постнова Т.В., Жихарева Г.В.** Определение уровня шума и коррекция дрейфа изолинии в ЭКГ-сигналах // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика, XX МНТК студ. и асп.: Тез. докл. в 4 т. М.: Издательский дом МЭИ, 2014. Т. 1.

А.И. Черников, студ.; рук. М.Н. Крамм, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ РЕКОНСТРУКЦИИ ДИПОЛЬНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ СЕРДЦА

Многоканальная синхронная обработка сигналов электродных отведений позволяет получить дополнительные характеристики – параметры эквивалентного электрического генератора сердца (ЭЭГС) [1]. Однако при этом возникает задача оптимизации системы отведений, т. е. выбор количества и расположения электродов для получения наиболее достоверных результатов. Целью работы является сравнение различных систем электродных отведений, при котором контролируются: а) устойчивость временных зависимостей параметров ЭЭГС; б) уровень невязки электрических потенциалов.

В ходе развития работы [2] установлено следующее. При сравнении результатов реконструкции, полученных с использованием разных электродных отведений, возникает вопрос синхронизации интервалов времени реконструкции. Для определения моментов времени начала и конца зубцов удобно использовать среднеквадратический сигнал, определяемый для каждого момента времени суммированием квадратов сигналов отведений. Однако при сравнении разных комбинаций электродных отведений моменты времени начала и конца зубцов могут отличаться на величину порядка 5 мс. К тому же на среднеквадратичном сигнале может сказываться отведение с повышенным уровнем помехи. Поэтому целесообразно для привязки моментов времени использовать одно опорное отведение, общее для всех вариантов отведений. Полученные моменты начала и конца интервалов реконструкции можно применять в виде массивов (таблиц). Представлены временные зависимости координат и момента, полученные с использованием подхода регуляризации при реконструкции эквивалентного генератора сердца (ЭЭГС). Данные зависимости имеют более регулярный вид по сравнению с зависимостями, полученными ранее [2]. При этом выводы работы [2] в целом подтверждаются.

Литература

1. **Реконструкция** токового источника в области миокарда / Д.С. Винокуров, М.Н. Крамм, В.В. Лебедев, Ю.Б. Попов // Медицинская техника. 2008. № 4.
2. **Черников А. И., Крамм М.Н.** Система электродов на базе 12 ОП для реконструкции дипольного источника электрической активности сердца // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. XX МНТК студентов и аспирантов: В 3 т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2014.

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА В ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ

Развитие информационно-коммуникационных технологий позволяет приступить к созданию новых эффективных систем обработки медико-биологической информации [1]. Для облегчения анализа процессов, происходящих в организме человека, полезна визуализация данных, которая ускоряет процесс обработки полученной информации. Во многих случаях желательно в результате исследования иметь возможность не только получать конкретные числовые значения, но и предоставлять картину в целом в наглядном виде. Актуальность работы состоит в том, что вейвлет-преобразование позволяет визуализировать результат обработки данных, в частности сигналов электроэнцефалографии (ЭЭГ) [2].

Для применения вейвлет-анализа к сигналам ЭЭГ разработана программа в среде MatLab. В результате выполнения работы было показано, что для анализа сигналов ЭЭГ можно использовать вейвлет-преобразование, так как оно позволяет выделить ритмы, присутствующие в сигнале, на фоне шума, оценить амплитудный вклад сигнала определенной частоты в результирующий сигнал. Исследовано, как влияет выбор материнского вейвлета на полученную картину.

Рассмотрена возможность анализа сигналов ЭЭГ с помощью вейвлет-преобразования на примере анализа сигналов, взятых из электронной базы биосигналов PhysioNet [3].

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о перспективности использования вейвлет-анализа ЭЭГ сигналов, потому что по сравнению со спектральным и корреляционным анализами [4] он позволяет более наглядно визуализировать результат обработки данных. К тому же вейвлет-преобразование ЭЭГ сигналов дает возможность оценивать частотно-временную структуру электрической активности мозга в ее динамике.

Литература

1. **Сахаров В.Л., Андреев А.С.** Методы математической обработки электроэнцефалограмм. Таганрог: «Антон», 2000.
2. **Использование** вейвлет-преобразований для анализа электрической активности мозга при болезни Паркинсона / А.В. Габова, В.В. Гнездицкий, А.В. Карабанов и др. // Нервные болезни. 2012. № 3.
3. **PhysioNet.** The research resource for complex physiologic signals. [Электронный ресурс] – URL <http://www.physionet.org>.
4. **Сахаров В.Л.** Особенности оценки электроэнцефалограммы с помощью спектральных и корреляционных методов // 1-й международный молодежный форум «Электроника и молодежь в XXI веке»: Тезисы докладов. Харьков, 1997.

ПОИСК И СРАВНЕНИЕ ПРОГРАММНЫХ РЕАЛИЗАЦИЙ МЕТОДА НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ ДЛЯ ЗАДАЧ РЕКОНСТРУКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ДИПОЛЬНОГО ИСТОЧНИКА СЕРДЦА

С целью повышения информативности электрокардиографических исследований рассматривается задача реконструкции координат и вектора момента эквивалентного дипольного источника миокарда (ДИ) по известным потенциалам, снимаемым с поверхности грудной клетки при известных координатах электродов. Алгоритм реконструкции базируется на предположении об однородности и неограниченности среды, в которой расположен ДИ [1]. Алгоритм, предложенный в работе [1], реализован с помощью коммерческих программных продуктов, что требует определенных денежных вложений. Целью же данной работы является поиск и проверка альтернативных бесплатных вариантов программных продуктов, которые бы удовлетворяли нашим требованиям по реализации реконструкции параметров ДИ. Была найдена и опробована альтернатива в виде библиотеки для языка программирования C/C++ `levmar` [2].

В настоящей работе проводятся исследование построенного в [1] алгоритма и сравнение погрешностей определения характеристик ДИ с алгоритмом, созданным с помощью библиотеки `levmar` [2]. Получены следующие результаты:

- 1) алгоритм на `levmar` имеет большее быстродействие, нежели алгоритм, реализованный с помощью коммерческих программных продуктов;
- 2) погрешности реконструкции параметров ДИ в обоих алгоритмах практически всегда имеют одинаковый порядок, что означает, что алгоритм на `levmar` приемлем для решения практических задач.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о перспективности использования библиотеки `levmar` для реконструкции параметров ДИ. Библиотека `levmar` является свободно распространяемым продуктом, что позволяет использовать данное программное обеспечение без каких-либо денежных вложений.

Литература

1. **Стрелков Н.О.** Разработка алгоритмов реконструкции дипольных источников в проводящих телах по поверхностным электрическим потенциалам: Дисс ... канд. техн. наук. М., МЭИ, 2013.
2. **Manolis** Lourakis at the Institute of Computer Science of the Foundation for Research and Technology – Hellas (FORTH) – `levmar`: Levenberg-Marquardt nonlinear least squares algorithms in C/C++. [Электронный ресурс] – URL <http://users.ics.forth.gr/~lourakis/levmar>

СОДЕРЖАНИЕ

НАПРАВЛЕНИЕ – РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА	3
Секция 1. Теоретические основы радиотехники	5
Секция 2. Устройства формирования колебаний	16
Секция 3. Устройства формирования сложных сигналов	29
Секция 4. Устройства обработки радиосигналов	42
Секция 5. Антенные устройства и распространение радиоволн	59
Секция 6. Радиолокация и телевидение	74
Секция 7. Системы радиоавтоматики и радиоуправления	96
Секция 8. Сети и системы передачи информации	108
Секция 9. Квантовая электроника	115
Секция 10. Фотоника	133
Секция 11. Электронные приборы	154
Секция 12. Промышленная электроника	166
Секция 13. Полупроводниковая электроника	191
Секция 14. Биомедицинская электроника	207

Научное издание

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА

Двадцать первая Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов

Тезисы докладов
В 4 томах

Том 1

Корректоры *Г.Ф. Раджабова, В.В. Сомова*
Компьютерная верстка и подготовка
оригинал-макета *Л.В. Софейчук*

Подписано в печать 26.01.2015

Формат бумаги 60×84/16

Печать офсетная

Усл. п.л. 14,24

Тираж 240 экз.

Заказ

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14а
Отпечатано в ППП «Типография «Наука», 121099, Москва, Шубинский пер., д. 6