

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
АКАДЕМИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК
АССОЦИАЦИЯ МЕЖДУНАРОДНЫХ ОТДЕЛОВ
ТЕХНИЧЕСКИХ УНИВЕРСИТЕТОВ СТРАН
ЦЕНТРАЛЬНОЙ И ВОСТОЧНОЙ ЕВРОПЫ (АМО)
ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРОВ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
И ЭЛЕКТРОНИКЕ США (IEEE) (студенческая секция)

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА

ДЕВЯТНАДЦАТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СТУДЕНТОВ И АСПИРАНТОВ

28 февраля - 1 марта 2013 г.
МОСКВА

ТЕЗИСЫ ДОКЛАДОВ

ТОМ
1



МОСКВА

Издательский дом МЭИ

2013

УДК 621.3+621.37[(043.2)]

Р 154

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕ-
Р 154 ТИКА: Девятнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и
аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ,
2013. — 282 с.

ISBN 978-5-383-00835-5

ISBN 978-5-383-00836-2 (Том 1)

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

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

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

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Серебрянников С.В. — ректор, председатель Оргкомитета
Н.В. Скибицкий — проректор МЭИ, сопредседатель
П.В. Росляков — первый проректор МЭИ, сопредседатель
Е.В. Бычкова — научный сотрудник, ответственный секретарь
С.А. Цырук — помощник проректора МЭИ
А.Е. Тарасов — нач. отдела международных связей
С.А. Грузков — директор ИЭТ
И.Н. Мирошникова — директор ИРЭ
А.Т. Комов — директор ИТАЭ
О.Н. Кузнецов — директор ИЭЭ
В.П. Лунин — директор АВТИ
С.А. Серков — директор ЭнМИ
Т.А. Степанова — директор ИПЭЭф
С.В. Белоусов — директор ИМЭЭП
А.С. Федулов — директор филиала МЭИ в г. Смоленске
В.С. Кузеванов — директор филиала МЭИ в г. Волжский
Н.И. Файрушин — директор Энергетического колледжа (филиал МЭИ)
в г. Конаково

ISBN 978-5-383-00835-5

ISBN 978-5-383-00836-2 (Том 1)

© Авторы, 2013

© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2013

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. Е.В. Шалимова, к.т.н., доц.
(НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Одним из наиболее распространенных методов неразрушающего контроля является ультразвуковая (УЗ) дефектоскопия. Однако при УЗ исследованиях материалов, имеющих сложную внутреннюю структуру (например, крупногабаритных бетонных конструкций), классические методы УЗ дефектоскопии оказываются неприменимы из-за сильного структурного шума, возникающего в результате отражения зондирующего сигнала от многочисленных элементов структуры [1].

Для выделения УЗ эхо-сигналов из структурного шума наиболее пригодными являются известные в радиотехнике методы пространственно-временной обработки сигналов. В частности, проблема подавления структурного шума решается при использовании УЗ антенных решеток (АР) [1].

В работе с помощью математического моделирования было проведено исследование пространственных характеристик 10-элементной широкополосной линейной УЗ АР; рассчитаны классические и корреляционные распределения акустического поля в режимах без фокусировки и с фокусировкой в заданную точку; показано, что применение широкополосных сигналов приводит к сглаживанию корреляционного поля; проанализирована возможность применения амплитудного взвешивания.

Проведено моделирование и исследование алгоритма визуализации внутренней структуры объекта, основанного на фокусировке принятых сигналов в точку, и алгоритма определения координат плоской границы объекта [2]. Исследования проводились для двух схем зондирования: в первом варианте пять элементов АР излучают, а остальные элементы принимают УЗ сигнал; во втором варианте каждый из десяти элементов является излучающим, остальные элементы принимают сигнал.

Проведенное исследование позволило дать рекомендации по практическому применению и улучшению характеристик линейных УЗ широкополосных АР.

Литература

1. **Качанов В.К., Карташев В.Г., Соколов И.В.** Ультразвуковая помехоустойчивая дефектоскопия. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 280 с.
2. **Качанов В.К., Карташев В.Г., Соколов И.В., Шалимова Е.В.** Методы обработки сигналов в ультразвуковой дефектоскопии. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 220 с.

ВЛИЯНИЕ НЕРЕГУЛЯРНОСТЕЙ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЫСШИХ МОД ПЛОСКОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КЛИНА

Одной из задач работы проводимой в рамках исследований дифракционных структур является исследование собственных мод плоского диэлектрического клина (рис. 1), который узкой частью подключается к диэлектрическому волноводу (ДВ).

Плоский диэлектрический клин (ПДК), совмещен с эквивалентной $(n+1)$ -плечей структурной схемой.

Возбуждение ПДК осуществляется из плеча 0 собственной волной ДВ [1]. Высшие моды образуются в клине за счет интегрального переотражения лучей от его границ. Особый интерес возникает к распределениям поля в разных сечениях ПДК и влиянию неоднородностей на формирование поля в раскрыве клина.

Расчеты полей производятся матричными методами в стандартных высокочастотных пакетах и проверяются физическим экспериментом, благодаря этому можно осмыслить и проверить правильность работы пакетов и вывести закономерности для формирования инженерных рекомендаций к расчету подобного вида устройств.

Эксперимент проводится при помощи созданной ранее установки для измерения параметров электромагнитных полей [2] с использованием фотопластовых клиньев.

Для оценки модового состава при обработке экспериментальных данных использовались формулы, описанные в [3].

Результатом работы является обобщение экспериментальных и численных результатов, требующихся конструкторам антенн при проектировании плоского диэлектрического клина.

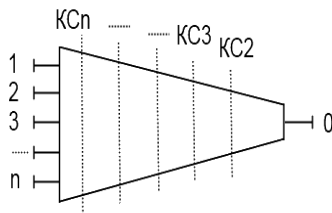


Рис. 1. Эскиз конструкции и схема планарного диэлектрического клина

Литература

1. **Взятышев В.Ф.** Диэлектрические волноводы. – М.: Советское радио, 1970.
2. **Андреев А.С., Крутских В.В.** Система измерения пространственных амплитудно-фазовых распределений электромагнитных полей на базе измерительного комплекса NationalInstruments. // X МНК «Физика и технические приложения волновых процессов»: материалы. Самара: ООО «Книга», 2011.
3. **Штыков В.В.** Собственные типы волн металлодиэлектрического клина // Техника и приборы СВЧ. 2011. № 2.

*П.С. Колодин, В.С. Фланден, аспиранты; рук. Б.П. Полак, к.т.н., доц.
(НИУ «МЭИ»)*

ОБОБЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГИРОМАГНИТНОГО МАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ ЧАСТИЦ ГЕКСАФЕРРИТА

В научно-исследовательской лаборатории гироманитной радиоэлектроники (НИЛ ГИР) НИУ «МЭИ» разработана система для автоматизированного исследования гироманитных материалов и устройств [1, 2]. Система состоит из измерителя частотных характеристик, двухканального измерителя напряжения и персонального компьютера со специальным программным обеспечением.

В зависимости от выполняемых функций программное обеспечение (ПО) системы можно условно разделить на измерительную и расчетную части. Их интеграция в единую систему позволяет проводить исследования гироманитных материалов и устройств по методикам, сочетающим автоматизированный физический эксперимент с математическим моделированием.

На сегодняшний день расчетная часть ПО содержит два типа моделей гироманитных материалов [2], полученных на основе различных физических представлений об сверхвысокочастотных (СВЧ) свойствах частицы гексаферрита. Данная работа посвящена теоретическому обобщению этих моделей и созданию новой, единой математической модели.

Обобщенная математическая модель гироманитного материала на основе частиц гексаферрита учитывает известные особенности такого материала (неидентичность частиц и разброс их ориентаций), но при этом она применима на любом участке петли гистерезиса (включая размагниченное состояние материала). Последнее наиболее важно для исследования и разработки СВЧ-радиопоглотителей.

Созданная обобщенная модель заложена в новую версию расчетной части ПО системы. Задачей дальнейшей работы является экспериментальная проверка расчетов по обобщенной модели и внедрение новой версии системы в научные разработки НИЛ ГИР.

Литература

1. **Поллак Б.П., Колодин П.С., Фланден В.С.** Новая версия измерительной части программного обеспечения системы для автоматизированного исследования гироманитных материалов и устройств диапазона СВЧ // XX Междунар. конференция «Электромагнитное поле и материалы». Москва, 16—18 ноября 2012 г.
2. **Фланден В.С.** Программное обеспечение автоматизированного физического эксперимента и математического моделирования в СВЧ-установке для исследования гироманитных материалов и устройств // XX Междунар. конференция «Электромагнитное поле и материалы». Москва—Фирсановка, 16—18 ноября 2012 г.

М.Ю. Кондукторов, асп.; рук. В.А. Гречихин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИНТЕРФЕРОГРАММ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-БАЗИСА ХААРА

В ряде практических применений возникает необходимость измерения параметров интерферограмм (рис. 1), представляющих собой изображение результата интерференции двух когерентных лазерных пучков на рассеивающей излучение поверхности.

Задачи подобного рода возникают при высокоточных измерениях, проводимых с помощью различных типов интерферометров [1]. В качестве измеряемых величин выступают период следования интерференционных полос и угол их наклона в выбранной декартовой системе координат.

Для проведения обработки интерферограмм предлагается использовать дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) с вейвлет-базисом Хаара [2]. Суть обработки заключается в расчете коэффициентов ДВП функции, описывающей профиль сечения интерферограммы одной из координатных плоскостей, и определении уровня разложения, на котором взвешенная сумма модулей коэффициентов ДВП оказывается максимальной [3]. По номеру данного уровня разложения оценивается период функции. Проводя одномерные ДВП профилей сечений интерферограммы по двум декартовым координатам, можно оценить величины проекций вектора нормали к направлению интерференционных полос, имеющих длину, равную периодам функций, описывающих соответствующие профили сечения. По полученным значениям величин проекций проводится оценка периода и угла наклона полос интерферограммы.

С использованием численного моделирования исследованы границы применимости и точность метода для различных параметров интерферограмм.

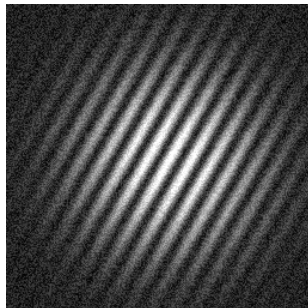


Рис. 1. Общий вид интерферограммы

Литература

1. **Афанасьев А.Л., Банах В.А., Ростов А.П.** Локализация турбулентных потоков по флуктуациям интенсивности просвечивающего лазерного излучения // Оптика атмосферы и океана. 2007. № 21. С. 640–647.
2. **Малла С.** Вейвлеты в обработке сигналов. – М.: Мир, 2005.
3. **Кондукторов М.Ю.** Селекция по размерам элементов изображений с применением вейвлет-преобразования. ОМИП-2011. М., 2011.

Д.В. Леонов, студ.; рук-ли В.Л. Скачков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»);
В.А. Фин, с.н.с., к.т.н. (НИИТП)

РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ПЛИС

Благодаря развитию микроэлектроники в настоящее время появилась возможность реализовать вычислительный блок ультразвуковых медицинских диагностических устройств (УЗМДУ) на одних лишь ПЛИС, не прибегая к использованию цифровых сигнальных процессоров и персонального компьютера.

Рассматриваются следующие этапы построения пространственно-временной обработки сигналов ПВОС [1].

Анализ пространственной обработки (ПОС). Суть ее заключается в суммировании отсчетов входных данных, извлекаемых из буферного ОЗУ по адресам, соответствующим «дрейфу дальности» [2].

Анализ временной обработки (ВОС). Эта процедура состоит в выполнении операции согласованной фильтрации. Задается импульсная характеристика согласованного фильтра. Предусматривается ее динамическая зависимость от глубины прихода эхосигналов для учета изменения изодалей и частотно-зависимого затухания в биологической ткани.

Реализация ПОС. Этот ПЛИС-модуль включает два счетчика, три блока памяти (два блока памяти данных и один блок памяти адреса) и аккумулятор. Этот модуль, как и остальные, написан и отлажен в среде САПР ISE WEBPACK 13.2 для ПЛИС типа Virtex-5.

Реализация ВОС. Используются IP-ядра КИХ-фильтра, ПЗУ и счетчика.

Объединение процедур ПОС и ВОС в единый блок ПВОС. Для этого к блоку ПОС был добавлен КИХ-фильтр, а счетчик чтения изменен таким образом, чтобы он мог генерировать сигнал управления при необходимости смены импульсной характеристики фильтра.

Все рассматриваемые операции выполняются в режиме реального времени.

Литература

1. **Шалимова Е.В.** Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в ультразвуковой дефектоскопии: Дис.... канд. техн. наук. М.: МЭИ (ТУ), 2005.

2. **Губанкова А.В.** ПЛИС-модуль пространственно-временной обработки в современных ультразвуковых медицинских диагностических устройствах (УЗМДУ) // Радиозлектроника, электроника и энергетика: Восемнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. С. 290.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА

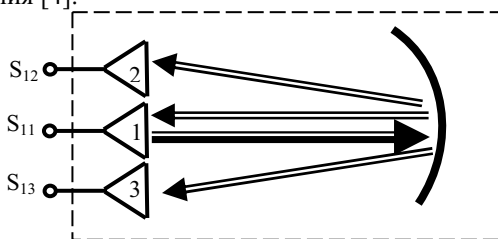
В настоящее время представляет практический интерес использование миллиметровых волн для диагностики состояния различных объектов. Поскольку объект может двигаться со значительной скоростью, то его сканирование становится невозможным. В таких случаях многоканальный радиоинтерферометр (МРИ) является очень полезным, а подчас и незаменимым, инструментом измерения.

В работе рассматривается трехканальный радиоинтерферометр с одним активным излучателем. Измерения обычно проводятся в ближней зоне излучения [1], поэтому за модель электромагнитного поля приняты пучки Гаусса—Эрмита [2]. Обобщенная структурная схема измерительной установки показана на рисунке.

Представлены результаты построения волновой матрицы [3] МРИ. Матрица найдена для объектов, поверхность которых является идеальным металлом, отражающим электромагнитные волны.

Приведены результаты, показывающие влияния формы различных объектов на выходной отклик многоканального радиоинтерферометра.

Разработанные алгоритмы могут быть положены в основу извлечения информации о форме и движении различных объектов из сигналов реального радиоинтерферометра. Эта задача не решена, и представляет практический интерес. В работе показано, что она сводится к решению интегрального уравнения [4].



Обобщенная структурная схема измерительной установки

Литература

1. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Высшая школа, 1992.
2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Сов. радио, 1988.
3. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1981.
4. Манжиров А.В., Полянин А.Д. Справочник по интегральным уравнениям: Методы решения. – М.: Факториал Пресс, 2000.

ФОРМИРОВАНИЕ И ИЗУЧЕНИЕ ЧИСТЫХ ТИПОВ ВОЛН С ПОМОЩЬЮ ПЛАНАРНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ

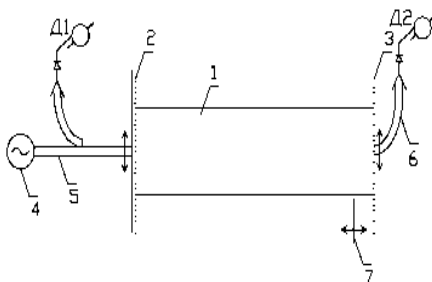


Схема экспериментальной установки

Среди перспективных диэлектрических структур (ДС) особое место занимают ДС в виде отрезков одномерно широких диэлектрических волноводов (ОШДВ).

Поскольку строгой теории ОШДВ до сих пор нет, важно иметь корректный метод и инструмент экспериментального изучения замедлений и распределений полей собственных волн ОШДВ, в том числе и высших типов волн [1].

Макет разработанной и изучаемой планарной резонансной диэлектрической структуры (ПлРДС) вместе со схемой его исследования показан на рисунке. Он состоит из отрезка ОШДВ 1 с нормально обрезанными торцами и двух плоских сетчатых металлических отражателей 2 и 3, расположенных перпендикулярно оси отрезка ОШДВ вплотную к его торцам. Резонатор возбуждается со стороны левого отражателя 2 от сканируемого по частоте КВЧ-генератора 4 ($\lambda = 8\text{—}12$ мм) с помощью отрезка 5 одномодового прямоугольного диэлектрического волновода.

Наличие резонанса индицируется по характерному провалу в частотной зависимости коэффициента отражения от ПлРДС, индицируемой детектором Д1. Номер моды ОШДВ, соответствующей этому резонансному колебанию, определяется по характеру поперечного распределения. Продольный порядок резонансного колебания ПлРДС определяется по числу характерных спадов амплитуды резонанса на длине резонатора [2].

По принципам работы наша система является дифракционным устройством. С учетом свойств и закономерностей дифракционных явлений в ходе разработки ПлРДС были изучены и приняты два физико-технических решения: выбор густоты сеток и выбор длины резонатора.

В результате работы обоснованы и выбраны параметры, и по ним реализован макет планарной резонансной диэлектрической структуры, способной формировать в чистом виде любую одну (нужную для эксперимента) моду ОШДВ среди первых полутора десятков мод, способных распространяться в ОШДВ, на базе которых выполнен резонатор.

Литература

1. **Взятыешев В.Ф.** Диэлектрические волноводы. – М.: Советское радио, 1970.
2. **Штыков В.В.** Собственные типы волн металлодиэлектрического клина // Техника и приборы СВЧ. 2011. № 2.

А.А. Савин, асп.; Д.С. Харин, студ.; рук. Л.А. Разумов, к.т.н., с.н.с.
(НИУ «МЭИ»)

НЕСТАЦИОНАРНАЯ МОДЕЛЬ ПОТОКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ АНАЛИЗА КАРТИН ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПОТОКОВ

В настоящее время лазерные методы диагностики потоков получили очень широкое распространение в авиа- и автомобилестроении, энергетике, химической промышленности, лабораторных аэро- и гидродинамических исследованиях, медицине [1]. Основными достоинствами таких методов является их безинерционность и отсутствие возмущающего влияния на исследуемый поток.

К лазерным методам диагностики потоков также относятся так называемые трассерные методы, основанные на цифровой видеозаписи траекторий частиц, добавляемых в исследуемый поток, с последующим компьютерным анализом получившихся изображений. Среди данных методов самое большое распространение получил метод Particle Image Velocimetry (PIV), основанный на корреляционной обработке фрагментов изображений [2]. Однако такой подход снижает пространственное разрешение метода, так как корреляционный анализ требует наличия хотя бы 5—6 изображений частиц на фрагмент. Поэтому в настоящее время особое внимание уделяют алгоритмам индивидуального отслеживания частиц, так называемым траекторным методам (Particle Tracking Velocimetry, PTV).

Для исследования алгоритмов PTV-анализа требуются сложные модели потоков. Для определения точности нахождения пар частиц на двух последовательных кадрах нужны модели с относительно большими локальными изменениями скорости и направления движения потока.

В качестве такой модели можно предложить уравнения Навье—Стокса. Однако их решение сопряжено с большими вычислительными сложностями. Поэтому в данной работе на основе [3] был разработан быстрый алгоритм решения уравнений Навье—Стокса, позволяющий моделировать нестационарное движение потока. Большая скорость выполнения алгоритма достигается за счет снижения точности вычислений, однако, при исследовании алгоритмов PTV-анализа некоторые отклонения допустимы.

Литература

1. Ринкевичюс Б. С. Лазерная диагностика потоков / под ред. В.А. Фабриканта. М.: Издательство МЭИ, 1990.
2. Raffe M, Willert C.E., Wereley S.T., Kompenhans J. Particle Image Velocimetry: A Practical Guide, Second Edition. Springer Berlin Heidelberg NewYork, 2007.
3. Jos Stam. Real-Time Fluid Dynamics for Games. Proceedings of the Game Developer Conference, March 2003.

ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЙ КЛИНОВИДНЫЙ ВОЛНОВОДНО-ПУЧКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Исследования дифракционных структур проводились в течение нескольких последних лет в рамках проекта разработки диэлектрических волноводных структур для нужд интерферометрии. Объектами исследования были:

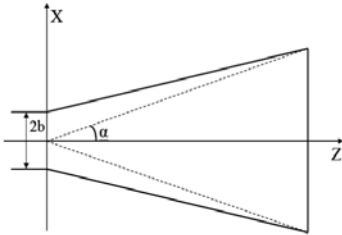


Рис. 1. Исходный волноводно-пучковый преобразователь

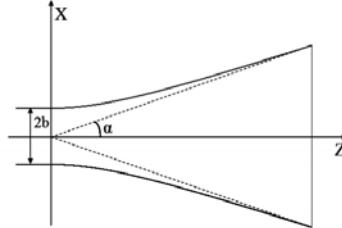


Рис. 2. Гиперболический волноводно-пучковый преобразователь

были: плоский клин [1] (рис. 1) и многомодовый широкий диэлектрический волновод. Задачей исследования и разработки является создание и поиск конструкций волноводно-пучковых преобразователей (ВПП), которые создают в определенных точках пространства электромагнитное поле с заданными параметрами. Технические характеристики клинообразного волноводно-пучкового преобразователя ухудшаются из-за наличия области резкого перехода от прямоугольного диэлектрического волновода (ПДВ) к клину.

Решить данную проблему можно, проведя простое сопряжение границы клина и ПДВ. Лучших результатов можно добиться, если образующие клина будут совпадать с осями некоторой ортогональной системы координат. Одним из возможных решений является использование

эллиптической системы координат, координатная сетка которой образована эллипсами и гиперболами. Геометрия модифицированного ВПП с гиперболическими огибающими показана на рис. 2. Фазовые фронты волн в таком ВПП — эллиптические цилиндры, которые в его горловине вырождаются в плоскость. Это обеспечивает согласования волн в ПДВ и в клине.

В данной работе проводится моделирование поля матричными методами в стандартных пакетах. Полученные результаты требуют дополнительной проверки физическим экспериментом, который будет сделан в дальнейшем.

Литература

1. Гайнулина Е.Ю. Волноводно-пучковые преобразователи на модовых планарных диэлектрических структурах // Известия высших учебных заведений: Физика. № 9/2. 2010.

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМА SAFT ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ТОМОГРАММ В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ

Среди методов неразрушающего внутреннего контроля изделий наиболее распространен метод ультразвуковой дефектоскопии. Из множества проблем ультразвуковой (УЗ) помехоустойчивой дефектоскопии приоритетной является проблема обнаружения и выделения слабых эхо-сигналов из шумов, помех [1] и различение их на фоне сильных эхо-сигналов.

Для решения данной проблемы в работе предлагается конструкция двумерной антенной решетки (АР), состоящей из множества широкополосных элементов. Зондирующим сигналом является импульсы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и большой базой.

Расчет производится для идеальных широкополосных элементов антенной решетки и элементов, состоящих из пяти резонансных пьезоэлектрических преобразователей (ПЭП). Эхо-сигнал отражается от точечных объектов с разными коэффициентами отражения в непосредственной близости друг от друга.

Обработка эхо-сигнала предполагает использование метода SAFT (Synthetic Aperture Focusing Technique): каждый ПЭП поочередно является излучающим, в то время как остальные ПЭП являются приемными. Производится согласованная фильтрация для каждого принятого сигнала с занесением в память значений получившегося своеобразного синтезированного корреляционного распределения поля. Необходимо, чтобы характеристики этого поля позволяли увидеть слабые объекты на фоне сильных. Для этого синтезированное корреляционное распределение поля должно иметь уровень боковых лепестков ниже некоторого порога, чтобы несильно понизить разрешающую способность ввиду расширения главного лепестка. Уменьшение уровня боковых лепестков достигается с помощью амплитудного взвешивания.

В проделанной работе приведены результаты сравнительного анализа фокусировки поля с использованием различных типов весовых функций для двух типов ПЭП.

Литература

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

Секция 2

ФОРМИРОВАНИЕ СТАБИЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ И СИГНАЛОВ

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

Секретарь секции — магистрант Д.В. Кочемасов

А.В. Балиашвили, студ.; рук. Т.И. Болдырева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время дифференциальные усилители (ДУ) находят широкое применение в электронике. Наиболее часто ДУ используются в качестве буферных усилителей (БУ) в составе автогенераторных модулей [1, 2], формирующих сигналы с высокой стабильностью частоты. Это оправдано многими достоинствами ДУ, среди которых высокая помехоустойчивость, большой динамический диапазон по сравнению с обычными усилителями, низкие уровни амплитудных и фазовых шумов. Назначение БУ состоит в том, чтобы обеспечить выполнение требований к нагрузочной способности генераторного модуля и ослабить влияние нестабильности нагрузки на режим и частоту источника колебаний.

Обзор публикаций показал, что отсутствуют инженерные методы расчета режимных и флуктуационных характеристик ДУ, поэтому выполненная работа является актуальной.

В работе предложен инженерный метод расчета временных характеристик и параметров стационарного режима усилителя с дифференциальным включением биполярных транзисторов (БТ). Получены аналитические соотношения, позволяющие рассчитать временные зависимости токов и напряжений в ДУ, при описании работы БТ безынерционной моделью Эберса—Молла. Проведено исследование влияния параметров схемы и рабочих токов на режим работы ДУ. Получены основные соотношения для расчета спектральных плотностей мощности широкополосных фазовых и амплитудных шумов усилителя, работающего в линейном режиме. Проанализировано влияние сопротивлений в эмиттерах биполярных транзисторов, входной мощности, а также цепей питания на уровни фазовых и амплитудных шумов в таком усилителе. Разработаны рекомендации по построению ДУ с малыми уровнями фазовых шумов.

Полученные результаты проверены компьютерным моделированием в пакете Advanced Design System.

Литература

1. **Zanchi A., Samori C., Lacaita A.L.** Impact of ACC Design on Phase Noise Performance of VCOs // IEEE Trans. on Circuits and Systems. Vol. 48. N. 6. June 2001. P. 537–547.
2. **Васильев М.В.** Автогенераторный модуль с дифференциальным активным элементом на биполярных транзисторах: Дис.... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 2010.

А.Р. Бектемиров, студ.; рук. И.В. Якименко, д.т.н., проф.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)

СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ СВЧ ДИАПАЗОНА

Активное развитие систем связи и цифрового телевидения вызывает необходимость увеличения скорости передачи данных, что в большинстве случаев ведет к расширению полосы частот и необходимости перехода в более высокочастотный диапазон для передачи информации в эфир. Характеристики всех современных радиотехнических устройств в значительной степени определяются стабильностью по частоте и фазе сигналов источников колебаний, что обеспечивается благодаря использованию синтезаторов частоты прямого цифрового синтеза (DDS) и синтезаторов, построенных на базе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Каждый из этих синтезаторов обладает как достоинствами, так и недостатками. На сегодняшний день верхняя частота синтезаторов DDS не превышает 1 ГГц [1], поэтому на более высоких частотах используются синтезаторы с ФАПЧ.

В работе детально проанализирована микросхема широкополосного синтезатора частоты ADF4350, построенного на основе системы ФАПЧ, проведено моделирование в специализированной программной среде ADIsimPLL с целью обеспечения наименьшего уровня фазовых шумов и времени перестройки по частоте в пределах 500 мкс, оптимального петлевого фильтра для диапазона генерируемых частот 200...4000 МГц. Получены экспериментальные данные для 5 контрольных точек диапазона в результате испытаний макетного образца генератора (табл. 1).

Таблица 1

Фазовый шум выходного сигнала генератора в зависимости от генерируемой частоты и отстройки от несущей

Частота, МГц	Фазовый шум при отстройке от несущей, дБн/Гц		
	1 кГц	10 кГц	100 кГц
500	-92,3	-94,6	-115,0
1000	-87,1	-93,2	-113,7
2000	-83,7	-89,2	-110,1
3000	-81,0	-88,5	-105,3
4000	-75,4	-83,6	-99,4

Литература

1. Михалев П. Микросхемы ФАПЧ и синтезаторы на их основе производства компании Analog Devices // Компоненты и технологии. 2006. № 4.

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

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ФИЛЬТРАХ НИЖНИХ И ВЕРХНИХ ЧАСТОТ ЧИСЛЕННЫМ МЕТОДОМ ЛАПЛАСА — ПАДЕ

Переходные процессы в цепях с частотными характеристиками типа ФНЧ или ФВЧ, как правило, анализируются точными методами операционного исчисления либо численными методами с применением БПФ. В [1] была обоснована эффективность применения комбинации метода Евтянова и численного метода Лапласа—Паде [2] для расчета характеристик ФНЧ по комплексной огибающей. Цель доклада: обобщить предложенный в [1] подход на цепи типа ФВЧ и обосновать процедуру коррекции комплексной огибающей за пределами интервала сходимости метода Лапласа—Паде.

Как и в методе Евтянова, расчет комплексной огибающей отклика на включение сигнала с частотой ω основан на замене коэффициента передачи цепи $K(p)$ смещенным оператором $K(p + j\omega)$, и точность решения повышается, поскольку комплексная огибающая (в отличие от временного решения) является относительно гладкой функцией времени.

Для апробирования метода выбрана функция Паде R_{NM} 18-го порядка ($N = 10, M = 8$) [2] и проанализированы переходные процессы в фильтрах Баттерворта, Чебышева и Бесселя до 12-го порядка включительно. Сравнение с точным расчетом показывает, что комплексная огибающая реакции на включение радиоимпульса с частотой заполнения, лежащей в полосе пропускания ФНЧ или полосе режекции ФВЧ, передается с высокой точностью при $n = 2 \div 6$ и во всех случаях, когда переходной процесс «почти» апериодический. При $n = 8 \div 10$ верно описываются начальный участок, фронт и несколько первых выбросов, при $n = 12$ — параметры первого выброса. Во всех случаях точно определяются параметры установившегося режима.

С целью уточнения решения предложены два подхода. Первый — повышение порядка функции Паде. Ошибка становится малой для всех рассмотренных примеров при $N = 14, M = 16$. Второй подход — пролонгация отклика в «крайней» точке интервала сходимости с учетом ненулевых начальных условий в этой точке. Задача решена в системе MatLab.

Литература

1. **Владимиров М.Д.** Исследование переходных процессов в частотно-избирательных цепях типа ФНЧ методом комплексной огибающей // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. Вып. 67. – М.: Информпресс-94, 2012. С. 306—308.

2. **Влах И., Сингхал К.** Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988.

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

СХЕМЫ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА РЕЖИМОВ И ФАЗОВЫХ ШУМОВ *RC*-АВТОГЕНЕРАТОРОВ

RC-автогенераторы (*RC*-АГ) применяются в различных радиоэлектронных системах. В основном их используют в системах обработки и передачи информации, измерительной технике, в системах синхронизации [1]. Широкому применению *RC*-АГ способствуют: простота реализации, возможность изготовления в интегральном исполнении, дешевизна, широкий диапазон перестройки по частоте с достаточно хорошей стабильностью частоты автоколебаний [2, 3].

В литературе различают тактовые генераторы и генераторы с почти гармоническими колебаниями. *RC*-АГ выполняют с использованием как цепей обратной связи с сосредоточенными параметрами, так и цепей с распределенными параметрами [1, 4]. В них применяют активные приборы, инвертирующие и не инвертирующие фазу входного колебания.

Наряду с достоинствами *RC*-АГ имеют ряд недостатков. К ним можно отнести относительно высокий уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов, необходимость использования цепей автоматической регулировки амплитуды для поддержки устойчивых стационарных режимов гармонических колебаний [2]. Обзор литературы показал, что теория шумов для *RC*-АГ разработана очень слабо. Не решена задача получения минимально возможных уровней фазовых шумов при выполнении остальных технических требований.

В докладе формулируются задачи сравнительного анализа и выбора схем *RC*-АГ для работы в различных системах, описываются методы расчета их режимных, спектральных и шумовых характеристик. Анализируются возможности использования укороченных символических уравнений для расчета режимов и шумов *RC*-АГ. Обсуждаются противоречия между различными техническими требованиями и намечаются пути их разрешения.

Литература

1. **Бондаренко В.Г.** *RC*-генераторы синусоидальных колебаний. – М.: Связь, 1976. – 208 с.
2. **Hou S., Lin C.E.** The New Design of AGC Circuit for the Sinusoidal Oscillator With Wide Oscillation Frequency Range, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 53. № 5. October 2004.
3. **Navid R., Lee T.H., Dutton R.W.** Minimum Achievable Phase Noise of RC Oscillators, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, № 3, March 2006.
4. **Рощенко О.В., Хоролговар М., Кулешов В.Н.** Сравнительный анализ *RC*-автогенераторов на основе фильтра нижних частот с сосредоточенными и распределенными параметрами // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: XVI Межд. научно-техн. конф. студ. и асп. В 3-х т. Т.1. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – С. 36–37.

С.А. Зверев, С.Н. Чугунов, студенты; рук. А.С. Брятов, к.т.н., доц.
(СамГТУ, г. Самара)

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ОПТИМАЛЬНЫМ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

В существующих умножителях частоты входное колебание с частотой f преобразуется в одно или несколько выходных колебаний с частотами $n_i f$, где n_i — целые числа.

По области применения умножители частоты в радиотехнике и электронике можно разделить на два класса:

- 1) умножители частоты передающих устройств;
- 2) умножители частоты специальных устройств (в различных эталонах частоты, в синтезаторах частоты, в устройствах масштабирования, для уменьшения нестабильности кварцевых генераторов для более высоких частот).

Одной из основных задач при построении умножителя частоты является создание такого оптимального нелинейного элемента, который бы сам подавлял побочные гармонические составляющие. В настоящее время не созданы оптимальные нелинейные элементы для идеальных умножителей.

В настоящей работе в качестве нелинейного элемента с характеристикой, приближающейся к оптимальной, применен резонансный контур с нелинейной индуктивностью на разветвленном сердечнике с ППГ марки 79НМ.

Умножитель частоты с опорным кварцевым генератором является типичным представителем автоколебательной системы при периодическом воздействии внешней силы.

Если вынуждающая частота ν близка к единице, то можно ожидать захватывания колебания на вынуждающей частоте ν , т.е. гармонического захватывания. Захватываемое гармоническое колебание $u_0(\tau)$ может быть приближенно представлено в виде

$$u_0(\tau) = b_1 \cdot \sin \nu \tau + b_2 \cdot \cos \nu \tau .$$

Если вынуждающая частота ν отлична от единицы, то можно ожидать появления ультрагармонического или субгармонического захватывания. В этом случае захватываемое гармоническое колебание $u_0(\tau)$ можно записать в виде

$$u_0(\tau) = \frac{B}{1 - \nu^2} \cdot \cos \nu \tau + b_1 \cdot \sin n \nu \tau + b_2 \cdot \cos n \nu \tau ,$$

где $n = 2, 3, \dots$ — для ультрагармонических колебаний, или $n = 1/2, 1/3, \dots$ — для субгармонических колебаний.

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ КВАДРАТУРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Одной из важных групп требований, предъявляемых к автогенераторам квадратурных колебаний (АГКК), являются требования к уровням фазовых шумов в спектрах выходных колебаний. Эти фазовые шумы вызываются воздействием собственных шумов активных приборов, входящих в состав усилителей-ограничителей, а также тепловыми шумами сопротивлений потерь в колебательных системах [1].

Особенности задач исследования флуктуаций в АГКК по сравнению с исследованием флуктуаций в обычных АГ [1] состоят в том, что, кроме спектральных плотностей мощности (СПМ) флуктуаций фазы и амплитуды выходного колебания, в АГКК необходимо рассчитывать СПМ флуктуаций разности фаз выходных квадратурных колебаний и относительной разности их выходных амплитуд. В опубликованных к настоящему времени работах расчетов этих СПМ не приводится.

В данной работе для модели кольцевого АГКК, состоящей из двух усилителей-ограничителей и двух одноконтурных цепей связи между ними, решена задача расчета СПМ фазовых и амплитудных шумов выходных колебаний АГКК, а также СПМ флуктуаций разности фаз и отношения амплитуд выходных колебаний.

Задача решена методом укороченных символических уравнений [1], в рамках которого рассчитаны характеристики стационарных автоколебаний, определены условия их устойчивости и выведены флуктуационные уравнения, с помощью которых получены аналитические выражения для СПМ флуктуаций.

Полученные результаты дополняют результаты исследования условий обеспечения системных требований к точности реализации квадратурных колебаний, приведенные в работе [2].

Литература

1. **Евтянов С.И., Кулешов В.Н.** Флуктуации в автогенераторах // Радиотехника и электроника. 1961. Т. 6. № 4. С. 496—506.
2. **Кулешов В.Н., Кочемасов Д.В.** Точностные характеристики кольцевых автогенераторов квадратурных колебаний // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания. Йошкар-Ола. 2012. Сборник докладов международного научно-технического семинара / под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Инсвязьиздат, 2011. — С. 93—95.

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

ГИБРИДНЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С ФАПЧ

Синтезатор частот (СЧ) является базовым функциональным узлом практически любой радиотехнической системы, начиная от сетей связи, навигации и заканчивая испытательными и измерительными лабораторными комплексами. Высокую ценность как для коммерческих задач, так и для лабораторных испытаний приобрели универсальные высококачественные широкодиапазонные (октавные) СЧ на ФАПЧ с низким фазовым шумом (ФШ) и малым шагом перестройки.

В работе обсуждаются преимущества и недостатки широкодиапазонного СЧ модели LNO-HP02M-RF [1], реализованного по структуре с цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС) в петле ФАПЧ (рис. 1).

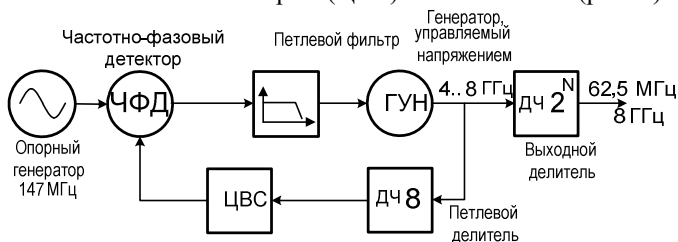


Рис. 1. Архитектура широкодиапазонного СЧ модели LNO-HP02-RF

СЧ реализует следующие характеристики: широкий диапазон выходных частот (62,5 МГц...8 ГГц), высокое частотное разрешение (меньше 1 Гц), быстрая перестройка по частоте (2...4 мс). Реализация схемы с ЦВС в составе кольцевого делителя частоты позволяет повысить быстродействие и снизить погрешность установки частоты. Основным недостатком является большой коэффициент передачи фазы опорного генератора.

Расчеты спектральной плотности мощности (СПМ) ФШ в одиночной боковой полосе выходного сигнала выполнены с помощью самостоятельно разработанной программы в среде Mathcad. Проведено сравнение расчетной СПМ ФШ с реальной СПМ ФШ синтезатора, измеренной анализатором спектра модели FSUP26 производства R&S на несущей частоте 8 ГГц. На отстройке 10 кГц измеренное значение составляет -83...-84 дБн/Гц и отличается от расчетов на 1—2 дБ.

Показаны способы достижения высоких значений СПМ ФШ выходного сигнала: выбор элементной базы и модификация архитектуры.

Литература

1. <http://advantex.ru/>

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

К ИССЛЕДОВАНИЮ УСТОЙЧИВОСТИ ПЕРИОДИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В МНОГОКОНТУРНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ С ИНЕРЦИОННЫМ АВТОСМЕЩЕНИЕМ

Цель исследования — разработать программу формирования укороченных характеристических уравнений для анализа условий самовозбуждения и устойчивости периодических колебаний в многоконтурных генераторах на инерционных активных элементах (АЭ) с комбинированным автосмещением.

В качестве исходных рассматриваются уравнения, полученные в [1, 2] в детерминантной форме. Базовыми алгоритмами программы являются методы разложения на простые дроби при формировании укороченных адмиттансов колебательной системы и цепей смещения и методы многомерной ДПФ интерполяции для приведения детерминантной формы уравнений к полиномиальной. Эти методы считаются наиболее эффективными по простоте и точности вычислений [2, 3].

Кроме указанных величин, в уравнение входят локальные приращения усредненных параметров АЭ, существенно зависящие от нелинейной модели и режима АЭ. Для изучения общих свойств МГ эти величины удобно считать свободными параметрами, что позволяет после идентификации областей неустойчивости (например, методами D-разбиения) оптимизировать режим исследуемого АЭ.

Применение программы проиллюстрировано конкретными примерами схем кварцевых генераторов и двухконтурных генераторов с комплексной нерезонансной связью между «горячим» и эталонным контурами.

Работа является развитием и обобщением предыдущих работ автора, в частности [4].

Литература

1. **Богачев В.М., Лысенко В.Г., Смольский С.М.** Транзисторные генераторы и автодины. – М.: МЭИ, 1993.
2. **Алгоритмы** и программы проектирования полосовых радиоэлектронных устройств. / В.М. Богачев, М.В. Волков, В.М. Демидов, Н.Г. Юрчак. – М.: МЭИ, 1986.
3. **Влах И., Сингхал К.** Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988.
4. **Леонов И.Н.** К исследованию устойчивости периодических колебаний в многоконтурных генераторах методами D-разбиения // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. Вып. 67. – М.: Информпресс-94, 2012. С. 312—316.

В.С. Медведев, студ.; рук. Т.И. Болдырева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ФАЗОВЫЕ И АМПЛИТУДНЫЕ ШУМЫ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В системах беспроводной передачи информации, системах радиолокации, радионавигации и другие широко используются генераторы, управляемые по частоте напряжением (ГУН), с дифференциальным включением полевых транзисторов (ДФК ПТ), выполненные в монолитном интегральном исполнении [1]. В работе [2] проанализированы режимы работы нескольких схем ГУН на ДФК.

Одной из основных характеристик ГУН является заданный уровень спектральной плотности мощности (СПМ) амплитудных (АМ) и фазовых (ФМ) шумов, которые влияют на стабильность частоты автогенератора. В настоящее время в литературе отсутствуют инженерные методы расчета флуктуационных характеристик ГУН. Поэтому разработка инженерных методов расчета ФМ и АМ шумов является актуальной задачей. Необходимо уже на этапе проектирования ГУН уметь предсказывать уровни шумов, понимать, как они зависят от параметров схемы, режимов работы ПТ, а также представлять способы снижения их уровней до минимально возможного.

В работе методом медленно меняющихся амплитуд получены флуктуационные уравнения и аналитические выражения для расчета СПМ ФМ и АМ шумов автогенераторов с ДФК ПТ с учетом периодически нестационарных шумов генераторных транзисторов, тепловых шумов колебательного контура, а также токозадающего транзистора в цепи истоков. Все выражения получены при допущении о гармоническом виде генерируемого колебания и при работе ПТ в пологой области. Проанализировано влияние амплитуды колебаний на вклады каждого из источников шумов в СПМ ФМ и АМ шумов автогенератора.

Полученные результаты проверены в пакете ADS с учетом различного схемотехнического построения токозадающего каскада.

Разработаны рекомендации по построению малощумящих автогенераторов с дифференциальным включением полевых транзисторов.

Литература

1. **Dooghabadi M. Zarre, Naseh Sasan.** A New Quadrature LC-Oscillator. ISCAS 2007. May 2007. P. 1701–1703.

2. **Медведев В.С.** Исследование режимов работы ГУН с дифференциальным включением полевых транзисторов // Радиозлектроника, электротехника и энергетика: XVIII Междунар. научно-техн. конф. студ. и асп. В 4-х т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2011. С. 86.

КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВОГО ФЛИККЕР-ШУМА ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА НА СВЧ

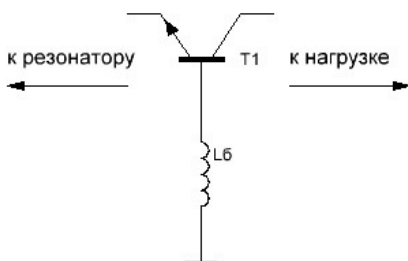


Рис. 1. Схема АГ с компенсацией ФШ

на БТ, работающем в активном режиме и режиме отсечки. Получены соотношения необходимые для обеспечения этого эффекта. Схема АГ развита из схемы усилителя с ОБ (рис. 1).

Элементом, обеспечивающим компенсацию, служит реактивность в цепи базы, обозначенная на рис. 1, как индуктивность L_b . Условие компенсации в АГ получается из аналогичного условия для усилителя с ОБ при замене компонент импеданса генератора напряжения на соответствующие компоненты входного импеданса резонатора АГ. При этом малосигнальные значения параметров БТ заменяются значениями первых гармоник этих параметров в стационарном режиме АГ.

В докладе показано, что поскольку для компенсации ФШ необходима тщательная настройка параметров АГ и поддержание их значений на требуемом уровне, при практической реализации исследованного эффекта потребуется дополнительная система авторегулирования (СА). Рассмотрены два варианта СА: с низкочастотной модуляцией регулируемого параметра АГ и с детектированием фликкерных флуктуаций постоянного тока базы. Первая СА приводит к появлению дополнительных составляющих в ФШ АГ, а вторая имеет меньшую пороговую чувствительность по сравнению с первой.

Литература

1. Плутешко А.В., Царапкин Д.П. Компенсация фазового фликкер-шума в усилителе мощности на биполярном транзисторе // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 4. С. 437–440.

РАДИОМИКРОФОН С ЧМ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

В обширной литературе по радиомикрофонам [1, 2] описываются как простейшие (рис. 1), так и более совершенные устройства. Несмотря на очевидные минусы простейших устройств (низкая стабильность частоты, малая девиация частоты), они находят применение благодаря столь же очевидным плюсам: дешевизна, возможность легкого и быстрого собственноручного изготовления без применения сложных технологий.

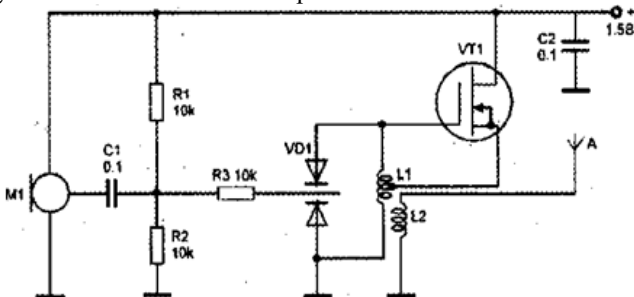


Рис. 1. Радиомикрофон с частотной модуляцией

В работе решены следующие задачи:

1. Проведено компьютерное моделирование процессов в радиомикрофоне с помощью программы MicroCap 9: а) выполнено моделирование LC-автогенератора по схеме индуктивной трехточки на полевом транзисторе КП313А с рабочей частотой 87,9 МГц, выходной мощностью 0,5 мВт при напряжении питания 1,5 В; б) измерена нестабильность частоты при изменениях напряжения питания и нагрузки; в) выполнено моделирование процессов частотной модуляции.

2. Изготовлен лабораторный макет радиомикрофона и проведено его экспериментальное исследование.

Основные выводы:

1) моделирование и натурный эксперимент показали невысокую стабильность частоты, поэтому рекомендуется использовать приемник с АПЧ;

2) АГ этого радиомикрофона работает в слабоперенапряженном режиме. Благодаря этому достигается хорошая повторяемость режима при смене транзисторов, высокая надежность.

Литература

1. Токарев Н. Микромощный передатчик с ЧМ // Радио. 2006. № 1.
2. Батушев В.А. Электронные приборы: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1980.

*К.В. Ромащенко асп., М.А. Немаев студ.; рук. Л.А. Белов, к.т.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ

Нелинейные явления компрессии усиления и амплитудно-фазовой конверсии в усилителях мощности СВЧ сигналов приводят к недопустимому уровню интермодуляционных искажений (ИМИ) и к невозможности достижения паспортных значений выходной мощности и КПД [1]. Предысказывающие линеаризаторы с предварительной настройкой [2] способны снизить уровень ИМИ, но их эффективность резко снижается при вариациях параметров питания или окружающей среды.

В докладе исследованы характеристики системы линеаризации, которая автоматически подстраивается на минимум ИМИ при заданной энергетической эффективности усилителя мощности [3].

Изложен новый алгоритм поиска массива коэффициентов табличного предысказывающего линеаризатора, адаптирующегося к изменениям нелинейных параметров для усилителей мощности СВЧ и отлажены соответствующие программные средства. Сопоставлены по достижимой погрешности и по длительности адаптации варианты, различающиеся количеством параметров таблицы предысказываний амплитуды и фазового сдвига в линеаризаторе, разрядностью представления в них данных, способами уменьшения количества циклов адаптации.

Предложен способ учета амплитудно-фазовой конверсии, приводящей к несимметрии уровня побочных мешающих спектральных составляющих ИМИ третьего и пятого порядков по отношению к положению основных.

Сопоставлены варианты организации процедуры адаптации и использования различных тестовых сигналов: одночастотного, двухчастотного и рабочего модулированного сигнала.

Сформулированы рекомендации по выбору параметров линеаризатора и программного обеспечения процесса адаптации, необходимые для практической реализации автоматизированной бортовой спутниковой радиопередающей аппаратуры с частотным разделением каналов.

Литература

1. **Спутниковая** связь и вещание / под ред. Л.Я. Кантора. — 3-е изд. — М.: Радио и связь, 1997.
2. **Повышение** линейности и энергетической эффективности усилителей мощности широкополосных СВЧ-сигналов. Электросвязь / Л.А. Белов, А.С. Кондрашов, В.М. Рожков, К.В. Ромащенко. — М., 2012. №5. С. 23–25.
3. **Belov L., Romashenko K.** Algorithm for Adaptive Compensation of Intermodulation Distortion in Microwave Power Amplifiers. Proceedings of Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO), June 19th-21st. 2012, Bar, Montenegro. P. 204–207.

ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ НА ПАРАМЕТРЫ КОЛЬЦА ФАПЧ

В структуре гетеродина для систем преобразования частоты [1, 2] с одним кольцом ФАПЧ и импульсным частотно-фазовым детектором (ИЧФД), важным звеном, часто определяющим результирующие параметры колебаний, является фильтр нижних частот (ФНЧ), который формирует управляющее напряжение выходного генератора из импульсов на выходе ИЧФД. От выбора его конфигурации и оптимальности параметров зависит, при прочих равных условиях, как уровень фазовых шумов, так и уровень дискретных составляющих выходных колебаний, а так же минимально достижимое время перестройки выходного генератора кольца ФАПЧ в пределах рабочей полосы частот.

На рис. 1 изображена линейаризованная структурная схема кольца ФАПЧ для анализа малых возмущений стационарного режима.

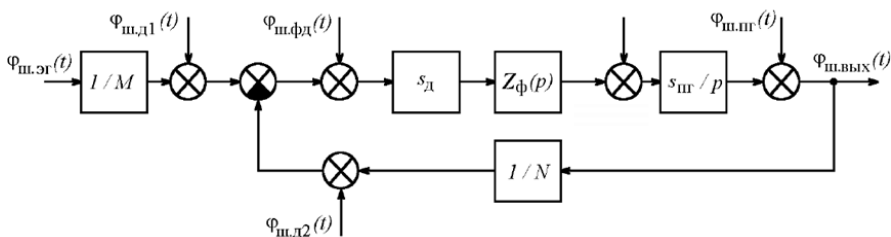


Рис. 1. Эквивалентная схема гетеродина с ФАПЧ и ИЧФД

Из схемы на рис. 1 видно, что шумы, порождаемые ФНЧ, воздействуют через $Z_f(p)$ непосредственно на вход управляемого генератора. При неудачном выборе ФНЧ они могут определять высокий уровень результирующих шумов системы.

В докладе предлагается классификация схем ФНЧ, позволяющая решать задачи их выбора с учетом уровней вносимых ими шумов.

Литература

1. Рыков С.Г., Янушевский Г.Д. Импортные изделия электронной техники ВЧ и СВЧ диапазонов, используемые в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения и базирования // Элементная база космических систем: Мат. научно-технической конф., Сочи, 2005.
2. Рыков С.Г. Системы формирования колебаний несущих частот для устройств многоступенчатого переноса частоты // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тр. XVIII Междунар. НТК. – М.: Издательский дом МЭИ, 2011. Т. 2.

А.С. Чернов, студ.; рук. Н.Н. Удалов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С СИСТЕМОЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Характеристики современных радиотехнических систем в значительной степени определяются стабильностью по частоте и фазе сигналов источников колебаний. Высокая стабильность является условием качественной передачи информации. В качестве источников колебаний часто используются синтезаторы частот, построенные на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) [1].

Поэтому вопросы исследования и моделирования таких систем, в частности определение их динамических характеристик, при проектировании являются весьма актуальными.

В качестве сравнивающего устройство в ФАПЧ используется частотный фазовый дискриминатор (ЧФД) со схемой подкачки заряда, что упрощает схему синтезатора, увеличивает ослабление помехи частоты сравнения в спектре выходного сигнала и повышает быстродействие при перестройке частоты сигнала. Схема подкачки заряда состоит из двух источников тока и двух ключей, замыкающихся при высоком логическом уровне на соответствующем входе. В зависимости от того, какой ключ замкнут, заряд или подкачивается в емкость фильтра, или откачивается из нее. Состояние, когда замкнуты оба ключа, является запрещенным. Обычно при анализе считается, что токи подкачки заряда и разряда одинаковы. Но в реальных схемах они могут различаться до 10 %, что влияет на быстродействие синтезатора. Также на быстродействие синтезатора частот влияет задержка в цифровой части ЧФД.

В работе проведены исследования динамических характеристик синтезатора частот с учетом неравенства токов в плечах схемы подкачки заряда и задержки сигналов в цифровой части ЧФД с помощью программы CppSim System Simulation [2].

Литература

1. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот // Радио и связь. 2010.
2. <http://cppsim.com/index.html>

Секция 3

УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

*Председатель секции — зав. кафедрой ФКС,
д.т.н., профессор Н.Н. Удалов
Секретарь секции — магистрант А.А. Митрофанов*

И.А. Виданов студ., рук. А.С. Жабин, к.т.н., асс. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОШИБОК ПРЕЦИЗИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

В настоящее время решается проблема обеспечения точности измерений в навигационных и локационных системах в единицы сантиметров. Для обеспечения таких точностей необходимы измерители временных интервалов с пикосекундной точностью. В [1] была предложена функциональная схема измерителя временных интервалов с дискретом порядка 33 пс. Она была реализована в реальном приборе и проведены его испытания.

В процессе разработки прибора были сделаны оценки случайной и систематической составляющих погрешности измерения временного интервала. Для этого поэтапно рассмотрены все функциональные узлы измерителя, результаты исследований были сопоставлены и проанализированы. Основным положением является то, что измеритель обеспечивает заданную точность при условии, что случайные составляющие погрешности, вносимые всеми узлами схемы пренебрежимо малы по сравнению с погрешностью ключевого узла, измерителя коротких интервалов TDC-GPX [2]. Систематическую же составляющую погрешности всего измерения можно исключить в процессе вычисления итогового результата.

Проведены лабораторные испытания, в ходе которых проводилась серия измерений одного и того же временного интервала, и по выборкам сделаны оценки статистических характеристик случайной составляющей погрешности измерения временного интервала. Результаты измерений в целом совпадают с расчетными значениями. Некоторые выкладки, проведенные в процессе получения оценок погрешностей, и результаты лабораторных испытаний приведены в данном докладе.

Литература

1. **Виданов И.А.** Точность измерения временных интервалов в современных локационных системах // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Восемнадцатая междунар. научн.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. С. 30.
2. **TDC-GPX.** Ultra-high Performance 8 Channel Time-to-Digital Converter. Device data sheet. Acam-messelectronic gmbh, 2007.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КЛАСТЕРНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ САМОПОДОБНЫХ УЧАСТКОВ СИГНАЛОВ С АДДИТИВНОЙ ФРАКТАЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ

Новые способы детектирования исследуемых сигналов с аддитивной фрактальной структурой (САФС) [1], в основе которых лежит свойство масштабной инвариантности (самоподобия), позволяют спроектировать приемник для выделения полезной информации в случае модуляции САФС по безразмерной частоте с высокой степенью скрытности. Самоподобие является имманентным свойством фрактальных сигналов, благодаря которому можно выделять инвариантные участки внутри принятого сигнала [2] и в рамках его обработки проводить аппроксимацию и интерполяцию временных реализаций.

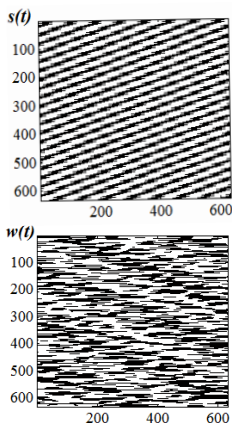


Рис. 1. Кластерные поля для гармонического сигнала и САФС

В работе показано, как путем построения кластерных полей [3] определить инвариантные участки временной реализации САФС и распознать его на фоне шума. Кроме того, кластерный анализ дает численную оценку сложности временной реализации сигнала [2]. В качестве такой оценки выступает величина порогового уровня — перколятора, при котором кластерное поле приобретает упорядоченную структуру.

Авторами проведен анализ и построены кластерные поля для немодулированного САФС, САФС с модуляцией по опорной частоте, а также аддитивной смеси САФС и речевого, сверхвысокочастотного и цифрового сигналов. Показано, что смесь выше указанных сигналов и шума обладает самоподобием, о чем говорит увеличение величины перколятора.

Литература

1. Капранов М.В., Хандурин А.В. Сигналы с аддитивной фрактальной структурой для передачи информации // Электромагнитные волны и электронные системы, №2, Т.16. – М.: Издательство «Радиотехника», 2011. С. 23–36.
2. Хандурин А.В. Сигналы с аддитивной фрактальной структурой: Дис... канд. техн. наук. 05.12.04. – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения. М.: МЭИ, 2011.
3. Тарасевич Ю.Ю. Перколяция: теория, приложения, алгоритмы. – М.: Едиториал УРСС, 2002.

М.О. Иванов, студ.; рук. А.В. Хандурин, к.т.н., асс. (НИУ «МЭИ»)

ДЕМОНСТРАЦИОННАЯ РАБОТА ПО МАСКИРОВКЕ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ ФРАКТАЛЬНЫМИ СИГНАЛАМИ

Защите конфиденциальной информации всегда уделялось большое внимание. За последние несколько десятилетий проводилось множество исследований, в результате которых были предложены способы маскировки передаваемого сообщения с помощью широкополосных хаотических колебаний. Использование таких сигналов позволяет сокрыть сам факт передачи информации в силу своей шумоподобной структуры и сплошного спектра. Однако их главным недостатком является чувствительность к начальным условиям.

В предлагаемом в рамках демонстрационной работы программном обеспечении «FramaskA» (Fra — fractal, mask — masking, A — application) маскировка происходит благодаря наложению на информационное сообщение сигнала, формируемого на основе аддитивного усеченного ряда Вейерштрасса — сигнала с аддитивной фрактальной структурой (САФС), как это было показано в [1]:

$$w(t) = \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \lambda^{(D-2)k} \sin(\lambda^k t), \quad (1)$$

где $1 < D < 2$ — фрактальная размерность; $\lambda > 1$ — безразмерная опорная частота; k — номер члена ряда.

FramaskA позволяет воспроизвести как исходный, так и скрытый речевой сигнал, построить их спектры, как на разных графиках, так и на одном. При сокрытии речевого сообщения есть возможность изменять параметры ряда Вейерштрасса (1): размерность (D), опорную частоту (λ), количество членов ряда, а также варьировать амплитуду сигнала, которым производится сокрытие. На панели параметров сигнала высчитываются значения центральной частоты, ширины полосы частот и частоты дискретизации исходного и скрытого сигналов.

FramaskA создано в среде Matlab и обладает графическим интерфейсом. Запись речевого сообщения производится заранее.

Программное средство FramaskA предназначено для применения в лабораторных работах по курсу «Регулярная и хаотическая динамика нелинейных систем».

Литература

1. Капранов М.В., Хандурин А.В. Передача информации в системе связи с фрактальной маскировкой Framask // Вестник МЭИ. 2009. №1. С. 89–92.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА «РИТМ-М»

Задачей корреляционно-фазового пеленгатора является измерение угловых координат космических объектов в пределах околоземного космического пространства, путем анализа полей, создаваемых данным объектом.

Комплекс «РИТМ-М» состоит из пяти разнесенных в пространстве антенн, на которые принимается сигнал от источника излучения, угловые координаты которого необходимо измерить. Алгоритм работы комплекса основан на измерении разности фаз между принятыми сигналами и пересчете их в относительные задержки, по которым определяются угловые координаты с точностью до 10 угловых секунд [1]. Вычисление разности фаз проводится корреляционным методом. Корреляционное накопление, позволяет комплексу сохранять работоспособность при высоком уровне шумов на входе приемника. Существенный недостаток данного метода заключается в низкой пространственной избирательности.

В работе представлен алгоритм с более высокой пространственной избирательностью. Обработка заключается во взвешенном суммировании сигналов от антенн. Весовые коэффициенты зависят от значений угловых координат оцениваемого источника. Такое сложение будет когерентным для сигналов от заданного источника излучения и некогерентным для шума и источников излучения, находящихся в других точках пространства [2]. В процессе измерения происходит оптимизация оценок значений угловых координат и частоты сигнала таким образом, чтобы максимизировать мощность суммарного сигнала. Зависимость суммарной мощности в пределах изменения параметров монотонная, что позволяет использовать для поиска максимума метод градиентного спуска. Моделирование показало, что данный метод имеет быструю сходимость и высокой разрешающей способности.

Литература

1. <http://www.okbmei.ru>
2. **Кремер И.Я.** Пространственно-временная обработка сигналов. / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; под ред. И.Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

Ф.В. Ковалев, студ.; рук-ли: А.Р. Сафин, асп. (НИУ «МЭИ»);
А.А. Башарин, к.т.н. (Inst. of Electr. Structure and Laser, Crete, Greece)

СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ СПИН-ТРАНСФЕРНЫХ НАНООСЦИЛЛЯТОРОВ В ПРОСТРАНСТВЕ В ПРИСУТСТВИИ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Возможность синхронизации автогенераторов, работающих на связанные излучатели, с целью сложения мощностей в пространстве активных фазированных решеток, исследовалась в литературе достаточно подробно [1]. В последние годы повысился интерес к исследованию и приложению наноразмерных источников колебаний (гигагерцового и терагерцового излучения). Примером таких источников являются спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО). Как было показано ранее [2] мощность единичных СТНО слишком мала для телекоммуникационных приложений, в силу чего предлагались различные механизмы по увеличению мощности таких генераторов: увеличение количества слоев СТНО; помещение его в специальные структуры (высокодобротные резонаторы, волноводы) и другие. В работе [3] предлагалась схема увеличения мощности СТНО путем усиления электромагнитных полей за счет расположения в ближней зоне генератора структур из метаматериалов — композитных материалов, имеющих особенности неприсущие природным материалам, такие как отрицательные диэлектрические и магнитные проницаемости.

В данной работе исследована схема сложения мощности СТНО в пространстве в присутствии самоподобных субволновых сфер из метаматериала и получены данные, демонстрирующие усиление поля с помощью такой структуры, которые соответствуют [4].

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 гг. (Соглашение № 14.В37.21.1211).

Литература

1. Дворников А.А., Уткин Г.М., Чуков А.М. О взаимной синхронизации автогенераторов, работающих на связанные излучатели // Радиотехника и электроника. 1979. № 11. С. 2254–2261.
2. Amin N., Xi H., Tang M. Analysis of electromagnetic fields generated by a spin-torque oscillator // IEEE Trans. of Magnetics. 2009. Vol. 45. No.10, P. 4183–4186.
3. Safin A., Kovalev F., Basharin A. Calculation characteristics of nano-oscillators loaded by metamaterials // Proc. of Mediterranean conference on embedded computing – MECO-2012, Bar, Montenegro. P. 297–299.
4. Kuiru Li, Mark I. Stockman, David J. Bergman. Self-Similar Chain of Metal Nanospheres as an Efficient Nanolens // Phys.Rev.Lett. 2003. Vol. 91. No. 22. P. 2274021–2274024.

А.С. Кондрашов, асп.; рук. Л.А. Белов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ЛИНЕАРИЗАЦИИ: РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для обеспечения высокого качества передачи информации и выполнения установленных требований по энергетической эффективности в современных бортовых космических системах используются системы линейаризации усилителя мощности радиосигнала. В [1] запатентована новая структура полностью цифровой системы линейаризации. В [2] компьютерным моделированием получены априорные оценки предельных возможностей повышения энергетической эффективности усилителя мощности, за счет использования такой системы линейаризации.

В докладе приводятся результаты экспериментальной оценки уровня интермодуляционных искажений сигналов в твердотельном усилителе мощности S -диапазона, который используется в глобальной навигационной системе «ГЛОНАСС». Дано описание испытательного стенда, использующего измерительную аппаратуру фирмы Agilent Technologies, и разработанное автором программное приложение для автоматизированной калибровки полностью цифровой системы линейаризации на основе программного пакета MathLAB.

Сопоставление значений параметров интермодуляционных искажений, полученных экспериментально по нескольким известным методикам с их расчетными значениями, позволило выявить преимущества и недостатки указанной системы линейаризации и определить направление для дальнейшего исследования.

Результаты экспериментальных исследований показали, что при усилении мощности сигнала с шириной занимаемой полосы частот до 60 МГц полностью цифровая система предсказывающей линейаризации дает возможность снизить на выходе усилителя мощности уровень интермодуляционных искажений третьего порядка на 10—12 дБ вблизи режима насыщения, обеспечивающего высокий КПД. С учетом этих результатов сформулированы рекомендации по выбору параметров цифрового линейаризатора.

Литература

1. Патент № 2438241 РФ МПК H04B 7/005. Формирователь радиосигналов с цифровым линейаризатором / А.Н. Карутин, А.С. Кондрашов, В.М. Рожков, А.К. Шестаков. Приоритет от 21 июля 2010 г.

2. Кондрашов А.С. Формирование радиосигналов с цифровым предсказанием: Сборник трудов XVIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 17–19 апреля 2012 г.

В.А. Матошенко, студ.; рук. М.В. Васильев, к.т.н., асс. (НИУ «МЭИ»)

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АКУСТИЧЕСКОЙ СРЕДЫ

При проектировании систем звукоусиления в залах различного назначения зачастую невозможно спрогнозировать основные показатели качества системы. Это связано с влиянием акустических характеристик помещения, таких как стандартное время реверберации (RT60), уровень ранних и поздних отражений и т.д. [1, 2]. Многие показатели качества системы являются субъективными, например разборчивость речи (STI), громкость [1, 2]. Другими словами, задача проектирования систем звукофикации связана с особенностями архитектурной акустики, психоакустики, бюджетных ограничений или ограничений на дизайн помещения. Существует большое количество программ компьютерного моделирования акустических сред, среди них EASE, Bose Modeler, CATT-acoustic, ODEON и др. Все эти программы обладают модулями статистического расчета и расчета методами геометрической акустики [2, 3], однако достоверность результатов моделирования зависит от детализации модели, библиотек используемых материалов и от интерпретации инженером вводных данных.

Работа посвящена исследованию основных акустических показателей помещения речевой студии, сравнению результатов компьютерного моделирования и натурных измерений акустических параметров. В программе EASE 4.38 построена модель помещения речевой студии, сопоставлены результаты моделирования и реальных измерений RT60 с использованием анализатора спектра NTI Acoustilyzer AL1 [4]. На основании результатов проведенных исследований разработаны рекомендации по улучшению акустического комфорта, спрогнозированы условия возникновения паразитной акустической обратной связи и предложены способы ее минимизации.

Литература

1. **Алдошина И.А., Приттс Р.** Музыкальная акустика. – М.: Изд-во «Композитор», Санкт-Петербург, 2009. – 720 с.
2. **Анерт В., Штеффен Ф.** Техника звукоусиления. – М.: Изд-во ООО «ПКФ «Леруша», Изд-во «ЭРА», 2003. – 416 с.
3. **Дацюк Т. А., Вознесенская Е. С., Леонтьева Ю. Н.** Методические указания к курсовой работе для студентов архитектурных специальностей СПбГАСУ. – СПб., 2007.
4. **ГОСТ 24146—89.** Зрительные залы. Измерение времени реверберации.

УМЕНЬШЕНИЕ ШИРИНЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЛИНИИ СПИН-ТРАНСФЕРНОГО НАНООСЦИЛЛЯТОРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СХЕМЫ ФАПЧ

Современной тенденцией радиотехники является уменьшение размеров ключевых электронных компонентов. Таким образом, к перспективным устройствам можно отнести наноразмерные генераторы [1, 2] СВЧ колебаний — спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО). Нерешенной в этой области является проблема уменьшения ширины спектральной линии единичного СТНО. Для ее решения предлагается использовать схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Автором исследовалась математическая модель СТНО с учетом влияния ФАПЧ, основанная на работе Славина—Тиберкевича [2], в следующем виде:

$$\frac{d\dot{c}}{dt} + j\omega c + [\Gamma_+ - \Gamma_-]\dot{c} = n(t) + \Lambda e^{j\Delta\varphi}, \quad (1)$$

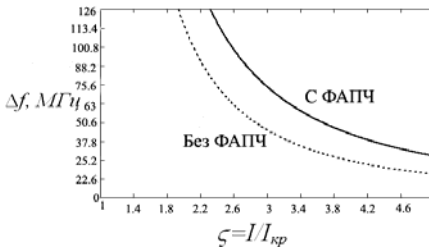


Рис. 1. Зависимость ширины спектральной линии от величины тока

линии СТНО (рис. 1). Данные зависимости получены при экспериментальных значениях ($M_0 = 600$ кА/м, $\mu_0 H_0 = 1,2$ Тл, $I_{KP} = 1,8$ мА, $\gamma = 28$ ГГц/Тл, $\alpha = 0,01$, $N = 2\pi \cdot 42$ ГГц, $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 12,6$ ГГц).

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 годы (Соглашение № 14.В37.21.1211).

Литература

1. Мишагин К.Г., Шалфеев В.Д. Синхронизация спинового наногенератора с использованием цепи фазовой автоподстройки частоты // Письма в ЖТФ. 2010. Т. 36. № 22.
2. Slavin A., Tiberkevich V. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. V. 45. №. 4.

СИНХРОНИЗАЦИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ВАН ДЕР ПОЛЯ С НЕИДЕНТИЧНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

В современной литературе по теории нелинейных колебаний [1—3] практически не исследуется задача о синхронизации автогенераторов с существенно неидентичными параметрами.

В данной работе методами анализа фазовой плоскости исследовалась математическая модель неидентичных связанных автогенераторов Ван Дер Поля, вида

$$\begin{cases} \ddot{u} - (\lambda_1 - \gamma_1 u^2) \dot{u} + u + \mu(\dot{u} - \dot{v}) = 0; \\ \ddot{v} - (\lambda_2 - \gamma_2 v^2) \dot{v} + (1 + \delta)v + \mu(\dot{v} - \dot{u}) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где u, v — напряжения на 1, 2 контурах соответственно; $\lambda_{1,2}$ — параметры, характеризующие отрицательное трение в автономных генераторах, $\gamma_{1,2}$ — параметры нелинейной диссипации; δ — частотная расстройка между генераторами и μ — параметр диссипативной связи между генераторами.

Практическое исследование схемы двух связанных генераторов Ван Дер Поля проводилось в пакете схемотехнического моделирования NI Multisim.

Основным практическим результатом данной работы является обнаружение автоколебаний в системе при отрицательных значениях фактора регенерации одного из генераторов.

Литература

1. Капранов М.В., Кулешов В.Н., Уткин Г.М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984.
2. Кузнецов А.П., Емельянова Ю.П., Селезнев Е.П. Синхронизация связанных автоколебательных осцилляторов с неидентичными параметрами // Изв. вузов «Прикладная нелинейная динамика». 2010. Т.18. №2. С. 62—78.
3. Ookawara T., Endo T. Effects of the deviation of element values in a ring of three and four coupled van der Pol oscillators // IEEE Trans. on Circuits and Systems. 1999. Vol. 46. No.7. P. 827—840.

К.А. Петров, А.Н. Абрамов, А.Д. Бобков, В.В. Игнатов, студенты;
рук-ли: А.Р. Сафин, асп. (НИУ «МЭИ»);
А.А. Башарин, к.т.н., (Inst. of Electr. Structure and Laser, Crete, Greece)

ИСТОЧНИКИ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ АНСАМБЛЕЙ СПИН-ТРАНСФЕРНЫХ НАНООСЦИЛЛЯТОРОВ И СТРУКТУР ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА

Простейшими наноразмерными источниками терагерцового излучения [1] могут являться элементы спиновой электроники – спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО). Мощность СТНО имеет заметный уровень только в ближней зоне излучения, поэтому важной является задача об усилении, распределении и преобразовании ближнего поля излучения ансамблей СТНО [1—4]. Одними из простейших усилителей электромагнитных полей в наномасштабе являются структуры с отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостями (метаматериалы).

В данной работе исследованы поляритонные метаматериалы, которые имеют в терагерцовом диапазоне частот природные отрицательные значения диэлектрической проницаемости, а также высокие положительные [3]. Это позволяет применять субволновые частицы, расположенные в ближней зоне СТНО [4], что приводит к увеличению мощности, как в ближней, так и в дальней зоне.

В работе рассмотрены характеристики источников терагерцового излучения на основе СТНО с различными видами субволновых частиц из поляритонных метаматериалов [2, 3]. В частности, показано, что расположение в ближней зоне СТНО субволновых сферических частиц из поляритонных метаматериалов приводит к формированию направленного излучения системы и усилению поля в одном из направлений.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 гг. (Соглашение № 14.В37.21.1211).

Литература

1. Спин-инжекционное терагерцовое излучение в магнитных переходах // Письма в ЖЭТФ / Ю.В. Гуляев, П.Е. Зильберман, И.В. Маликов и др. Т. 93. № 5. С. 289–292.
2. Novotny L., van Hulst N. Antennas for Light // Nat. Photonics. 2011. 5. 83–90.2.
3. Basharin A. A., Kafesaki M., Economou E. N., and Soukoulis C. M. Backward wave radiation from negative permittivity waveguides and its use for THz subwavelength imaging // Optics Express, Vol. 20, Issue 12. P. 12752-12760 (2012).
4. Safin A., Kovalev F., Basharin A. Calculation characteristics of nano-oscillators loaded by metamaterials // Proc. of Mediterranean conference on embedded computing – MECO-2012, Bar, Montenegro. P. 297–299.

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

РАСЧЕТ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СПИН-ТРАНСФЕРНЫХ НАНООСЦИЛЛЯТОРОВ

Спин-трансферные наноосцилляторы (СТНО) относятся к современным, компактным, широко перестраиваемым, интегрируемым в чип генераторам гармонических колебаний, управляемым током или магнитным полям.

Целью данной работы являлось получение основных технических зависимостей: зависимости частоты стационарных колебаний от величины протекающего через СТНО тока и величины индукции магнитного поля, зависимости выходной мощности по первой гармонике, КПД и коэффициента усиления по мощности от сопротивления нагрузки в малосигнальном приближении. В частности, показано, что зависимость частоты генерации от тока выглядит следующим образом (рис. 1):

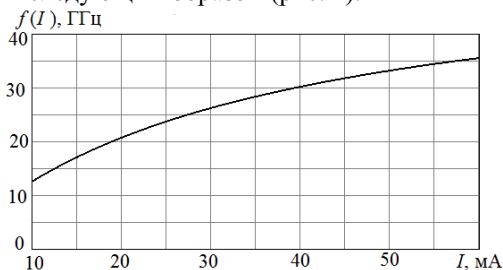


Рис. 1. Регулировочная характеристика СТНО

$f(I) = f_0 + (f_m/2)(I - I_{кр})/(I + Q \cdot I_{кр})$, где $f_0 = \gamma \mu_0 (H_0 - M_0) = 12,6$ ГГц — частота ферромагнитного резонанса; $f_m = \gamma \mu_0 M_0 = 21$ ГГц — частота, связанная с внутренней намагниченностью свободного слоя СТНО; $I_{кр} = 13$ мА — критический ток, при превышении которого происходит генерация; $Q = 2(M_0 - H_0)/(H_0 - M_0) = 2,3$; $\gamma = 28$ ГГц/Тл — гиромагнитное отношение; $\mu_0 = 1,25 \cdot 10^6$ Н/А² — магнитная проницаемость вакуума, $M_0 = 600$ кА/м намагниченность насыщения свободного слоя NiFe; $H_0 = 1,2$ Тл — индукция внешнего магнитного поля.

Литература

1. Slavin A., Tiberkevich V. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. V. 45. №. 4.

А.Р. Сафин, асп.; рук-ли: Н.Н. Удалов, д.т.н., проф.; М.В. Капранов, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СПИН-ТРАНСФЕРНЫХ НАНООСЦИЛЛЯТОРОВ

В связи с бурным развитием нанотехнологий задача о синхронизация большого числа спин-трансферных наноосцилляторов (СТНО) стала чрезвычайно актуальной [1]. Мощность единичных СТНО на частотах до 10 ГГц не превышает десятки микроватт, поэтому возникает задача [2] когерентного сложения мощностей большого числа (более 10) таких образцов. Производство СТНО в едином технологическом цикле не позволяет создавать полностью идентичные по техническим параметрам образцы (например, по диаметрам наноконтактов). Поэтому важно рассмотреть взаимную синхронизацию СТНО с неидентичными параметрами.

В данной работе исследовались схемы ансамблей СТНО с различными диаметрами наноконтактов и расстояниями между генераторами. Пример схемы линейной цепочки связанных СТНО, взаимодействующих за счет спиновых волн в общем ферромагнитном слое, представлена на рис. 1.

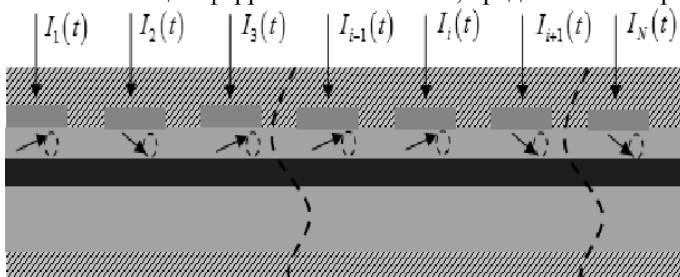


Рис. 1. Схема линейной цепочки связанных СТНО, взаимодействующих за счет спиновых волн в общем ферромагнитном слое

В ходе исследования установлено, что в случае различных диаметров наноконтактов помимо увеличения общей мощности на нагрузке (сложения мощностей), происходит расширение полосы синхронизации.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009—2013 гг. (Соглашения № 14.В37.21.1211 и 14.132.21.1665)

Литература

1. Endo T., Mori S. Mode analysis of a multimode ladder oscillator // IEEE Trans. on circuits and systems. 1976. Vol. 23. No.2. 100-113.
2. Сафин А.Р., Удалов Н.Н., Капранов М.В. Сложение мощностей взаимодействующих спин-трансферных наноосцилляторов // Вестник МЭИ. 2012. №2. С. 136–142.

Н.С. Семенов, студ.; рук. Л.А. Белов, д.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

СОВРЕМЕННЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ МУЗЫКАЛЬНЫХ ЗВУКОВ

Тенденции развития современного синтеза музыкальных звуков характеризуется резким увеличением производительности цифровых устройств.

В докладе рассмотрены принципы формирования звуковых сигналов в синтезаторах ведущих производителей [1]. Проведен анализ характеристик современных синтезаторов с точки зрения радиотехнических понятий и психофизического понимания восприятия звука человеком [2].

К сожалению, подробное описание тех или иных современных методов формирования музыкальных звуков в открытой литературе отсутствует.

Показано, что основными направлениями в настоящее время являются увеличение функциональных возможностей синтезаторов и приближения синтезируемых сигналов к звучанию таких музыкальных инструментов, как рояль, духовых, струнных, как смычковых, так и щипковых, ударных инструментов. Рассмотрено влияние на тембр инструмента [3] многих факторов: для струнных инструментов — силы возбуждения струны, места возбуждения, метода звукоизвлечения, для духовых — скорости воздушного потока в растребе и т.д.

Показано, что современные методы синтеза достигают передачи этих нюансов различными способами. Рассмотрены технологии сэмплирования и дальнейшей цифровой обработки, синтез на основе волновых таблиц [4, 5] и другие методы.

В докладе рассмотрены вопросы выбора частоты дискретизации, тактирования, необходимых для обеспечения необходимой реалистичности звучания синтезатора.

Сформулированы рекомендации по выбору технических параметров синтезаторов звуков.

Литература

1. www.roland.com, www.yamahasyth.com, www.korg.com
2. **Акустика** / Ш.Я. Вахитов и др.; под ред. Ю.А. Ковалгина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 660 с.
3. **Кузнецов Л.А.** Акустика музыкальных инструментов. – М.: Легпромбытиздат, 1989.
4. <http://musicdsp.org/files/Wavetable-101.pdf>
5. **Белов Л.А.** Формирование стабильных частот и сигналов: учебное пособие. – М.: Академия, 2005.

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ С АДДИТИВНОЙ ФРАКТАЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ

Важнейшим показателем качества беспроводных систем передачи информации является помехоустойчивость. Защита от узкополосных помех в сетях персонального беспроводного доступа WPAN обычно достигается методами расширения спектра [1], но при этом усложняются устройства передачи и приема. Применение хаотических радиоимпульсов [2] в качестве несущих колебаний решает задачу повышения скрытности передачи. Использование нового вида сигналов — фрактальных радиоимпульсов на базе усеченного ряда Вейерштрасса [3] — позволяет дополнительно повысить помехоустойчивость.

В докладе сопоставлены по помехоустойчивости (рис. 1) три вида систем передачи информации (СПИ): а) по стандарту IEEE 802.15 (Bluetooth); б) прямохаотическая и в) прямофрактальная в одинаковой полосе частот 2400—2483,5 МГц и при одинаковой скорости передачи информации 1 Мб/сек.

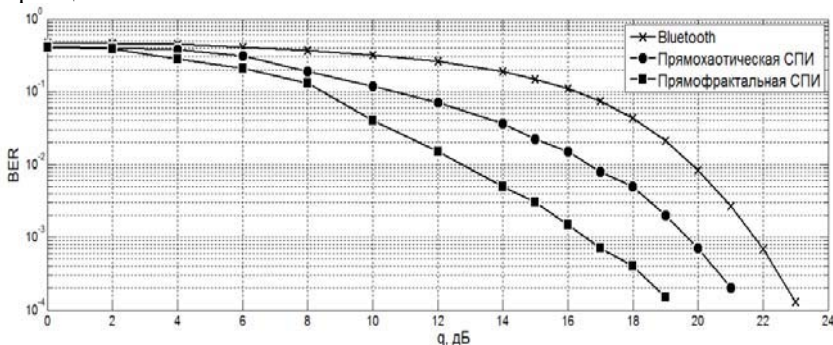


Рис. 1. Сравнение помехоустойчивости систем передачи информации

При отношении сигнал/шум $q = 15$ дБ вероятность ошибки BER у прямофрактальной системы примерно в 7 раз меньше, чем у прямохаотической и в 50 раз меньше, чем у Bluetooth, что говорит о перспективности применения фрактальных сигналов в технике связи.

Литература

1. **Вишневский В.М., Ляхов А.И.** Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005.
2. **Дмитриев А.С., Панас А.И.** Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Издательство Физико-математической литературы, 2002.
3. **Хандурин А.В.** Сигналы с аддитивной фрактальной структурой: Дис.... канд. техн. наук. – М., 2011.

Секция 4

УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ

Председатель секции — зав. каф. РПУ, д.т.н., профессор

Ю.А. Гребенко

Секретарь секции — зав. НИЛ Н.Н. Савков

Аунг За Яр, студ.; рук. В.А.Федоров, доц. (НИУ «МЭИ»)

ДИНАМИЧЕСКАЯ КАЛИБРОВКА В ФОРМИРОВАТЕЛЕ КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ

В радиолокационном измерительном комплексе «Пульсар» [1] при работе со слабыми отраженными от человека сигналами большую проблему создают паразитные низкочастотные шумы и тренд постоянной составляющей в формирователе квадратурных сигналов.

В докладе рассматриваются способ и реализация динамической калибровки квадратурных сигналов, обеспечивающей уменьшение влияния указанных паразитных факторов.

Процесс калибровки, управляемый программируемым микроконтроллером, заключается в следующем. Полезный сигнал на входе формирователя квадратурных сигналов периодически (с частотой 1 кГц) блокируется. Во время его отсутствия уровень шума на выходе АЦП и постоянная составляющая в каждом из квадратурных каналов измеряются и запоминаются в ОЗУ микроконтроллера. При отмене блокировки такая процедура выполняется применительно к смеси входного сигнала и шума. Затем производится вычитание шума и постоянной составляющей из указанной смеси. Таким образом, обеспечивается непрерывное очищение входного сигнала от паразитных составляющих.

Описанный процесс динамической калибровки проиллюстрирован на рис. 1 осциллограммами, полученными экспериментально.

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

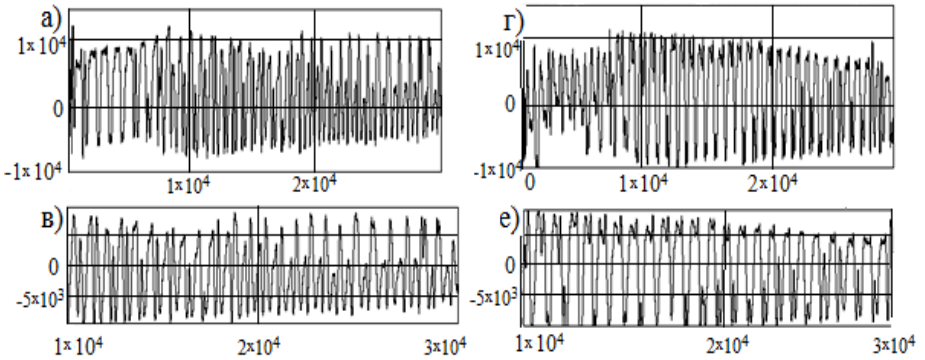


Рис. 1. Осциллограммы квадратурных сигналов:

a и *г* — исходные квадратурные сигналы; *б* и *в* — квадратурные сигналы в режиме динамической калибровки

*Е.А. Басова, Д.С. Пчелинцев, студенты;
рук. В.А. Филатов, ст. преп. (НИУ «МЭИ»)*

УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ МИКРОКЛИМАТОМ ДЛЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Создание устройства контроля и управления микроклиматом позволяет упростить уход за биологическими объектами (растениями в теплице, оранжерее или квартире, семенами в хранилище, молодняком на ферме и т.п.) и благодаря возможности автоматического регулирования исключить человеческий фактор.

Принципиальное отличие такого устройства от известных состоит в том, что оно не только выполняет функцию сигнализатора, оповещающего о дискомфорте объекта, а поддерживает нужные климатические условия самостоятельно.

В разработанном макете устройства, предназначенного для ухода за растениями, производится поддержание четырех параметров окружающей растению среды: температуры воздуха, влажности воздуха, влажности почвы, освещенности.

В устройстве используется восьмиразрядный микроконтроллер PIC18F2520 фирмы Microchip с большим объемом памяти программ и данных, широким набором встроенных устройств ввода-вывода. Это позволяет значительно упростить аппаратную часть и сократить количество радиоэлементов. Измерение параметров среды производится при помощи современных полупроводниковых интегральных датчиков с цифровым выходом на шину I²C и считывается микроконтроллером. Для температуры среды используется датчик TCN75A, для освещенности — BH1750, для влажности воздуха — SHT10. Контроль влажности почвы осуществляется аналоговым датчиком, который основан на измерении проводимости почвы. К микроконтроллеру цифровые датчики подключаются через интерфейс I²C, а аналоговый датчик — через модуль АЦП.

На основе полученных данных о параметрах среды микроконтроллер программно управляет исполнительными устройствами: ИК-лампой — для поддержания температуры; светодиодным светильником с регулируемой яркостью — для поддержания освещенности; вентилятором — для охлаждения и удаления избыточной влажности; водяным насосом — для увеличения влажности почвы. Программное обеспечение устройства позволяет поддерживать заданные параметры микроклимата автоматически.

В дальнейшем разработанное устройство может быть интегрировано в систему «Умный дом» с проводными, либо беспроводными коммуникациями.

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

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА ПО КУРСУ «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ПЛИС»

В докладе приводятся результаты разработки лабораторного практикума для студентов радиотехнических специальностей, ориентированного на изучение особенностей программирования и отладки цифровых устройств с применением современных ПЛИС.

В качестве базы для организации лабораторного практикума используется отладочный модуль «Spartan-3E Starter Kit» фирмы «Xilinx» с ПЛИС «Xilinx Spartan 3E» [1]. Выбор ПЛИС семейства «Spartan 3» основан на том, что эти ПЛИС находят достаточно широкое применение в цифровых устройствах и специально ориентированы на использование в радиотехнических устройствах, рассчитанных на большие тиражи и недорогие комплектующие.

В качестве системы автоматизированного проектирования (САПР) используется пакет «Active-HDL» фирмы «Aldec» [2]. Разработка примеров проектов для лабораторного практикума выполнена на языке VHDL.

Цикл лабораторных работ дает возможность осуществлять изучение и проектирование устройств с включенными в состав отладочного модуля компонентами: АЦП, ЦАП, жидкокристаллическим (ЖК) дисплеем. В каждой лабораторной работе содержится описание внешних устройств, которым посвящена работа. В работе с ЖК-дисплеем дается описание его работы, работы параллельного протокола, которым управляется дисплей, набор внутренних команд, таблицы символов, приводится пример решения простой задачи по выводу символов. В работах, посвященных АЦП и ЦАП, содержится описание их работы, работы последовательного протокола, связывающего их с ПЛИС, описание форматов передаваемых данных и команд, приведены примеры проектов с их использованием. Вместе с примерами приводятся результаты их моделирования в САПР. Выполнимость примеров и заданий разработанного цикла лабораторных работ проверены непосредственно на отладочном модуле.

Разработанный лабораторный практикум подготовлен к внедрению в учебный процесс на кафедре РПУ НИУ «МЭИ» и обеспечивает возможность получения студентами практических навыков проектирования цифровых устройств.

Литература

1. Кузелин М.О., Книшев Д.А., Зотов В.Ю. Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx: справочное пособие. М.: Горячая линия—Телеком, 2004.
2. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы. М.: Додэка-XXI, 2007.

А.К. Гугалов, студ.; рук. Ю.В. Кузнецов, д.т.н., проф. (НИУ «МАИ»)

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ШУМОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАДАЧАХ РАДИОМОНИТОРИНГА

Задачей радиомониторинга является измерение и контроль электромагнитных излучений радиоэлектронных средств, работающих в различных частотных диапазонах, с целью обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) [1].

В системе радиомониторинга осуществляется сканирование радиочастотного спектра в заданном диапазоне частот с требуемым разрешением по частоте. Результатами измерения является зависимость мощности излучения от частоты. Полученные данные используются для последующего обнаружения источников излучения и контроля электромагнитной обстановки.

Под задачей обнаружения в работе понимается определение числа одновременно наблюдаемых сигналов в заданном диапазоне частот и их параметров. В работе рассматривается обнаружение узкополосных сигналов на фоне шума с использованием трех методов обработки амплитудного спектра: алгоритм удержания максимума (Max Hold), итерационный алгоритм оценки параметров закона распределения шума и алгоритм оценки закона распределения амплитуды измеряемого сигнала [2].

В работе представлен пример применения рассмотренных алгоритмов для обнаружения гармонического сигнала на фоне белого гауссовского шума. По результатам моделирования сделаны выводы об эффективности применения рассмотренных алгоритмов в различных условиях.

Литература

1. **Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.** Радиомониторинг: задачи, методы, средства. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006.
2. **Braun S., Donauer T., Russer P.** A Broadband Time-Domain EMI Measurement System for Full-Compliance Measurements According to CISPR 16-1-1 // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. Vol. 50. №. 2. P. 259 – 267. May 2008.

АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ИЗМЕРЕНИИ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕЛОВЕКА

Использование радиолокационных средств измерения и контроля физиологических параметров человека является перспективным направлением развития аппаратуры дистанционной диагностики в медицине. Одним из наиболее доступных для таких измерений и мониторинга параметров является ритм сердца, однако он непрерывно меняется во времени, т.е. является нестационарным. Поэтому в системе регистрации и обработки отраженного сигнала необходимо применять методы и средства адаптивной обработки сигнала.

В докладе представлены результаты пополнения измерительного программно-аппаратного комплекса «Пульсар» [1] новыми программными модулями, обеспечивающими адаптивную цифровую фильтрацию сигнала и его вейвлет-обработку. Общая структурная схема системы адаптивной цифровой обработки сигнала приведена на рис. 1.

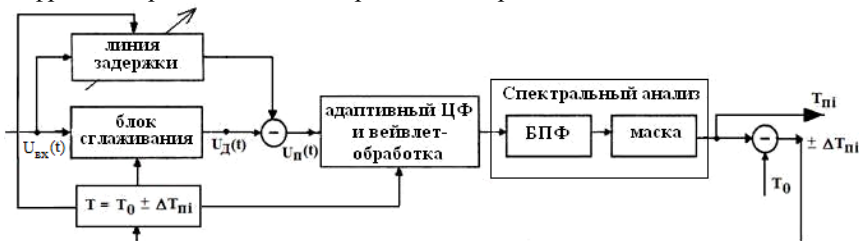


Рис. 1. Структурная схема системы адаптивной цифровой обработки сигнала

Приведенная схема иллюстрирует построение всей системы адаптивной цифровой обработки сигнала. В докладе рассматривается реализация ее центрального блока. Он обеспечивает адаптивную цифровую фильтрацию сигнала и его вейвлет-обработку. Адаптивный цифровой фильтр (ЦФ) верхних частот, у которого частота среза АЧХ автоматически изменяется в зависимости от вычисленной длительности предыдущего кардиоинтервала T_{ni} , устраняет паразитные составляющие компонента дыхания. Модуль вейвлет-обработки сигнала использует свойства вейвлет-преобразования выделять особенности сигнала определенного характера, в данном случае обусловленные полезным компонентом ритма сердца.

Литература

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

*В.П. Желтенков, студ.; рук-ли А.И. Даниленко, д.т.н.,
(МНИИРЭ «Альтаир»), М.Ю. Лишак, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ЦИФРОВОГО АДАПТИВНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО ФИЛЬТРА С РЕГУЛЯРНЫМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ АНТЕННЫХ МОДУЛЕЙ

Подавление радиолокационных устройств с помощью средств радиоэлектронной борьбы существенно снижает эффективность их функционирования. Перспективной мерой борьбы с помехами является использование в РЛС адаптивных устройств пространственной обработки радиосигналов, способных подстраиваться под текущую помеховую обстановку. В настоящее время такие устройства реализуются в виде многоканальных цифровых систем приема и обработки сигналов на основе антенных решеток — адаптивных пространственных фильтров (ПФ). Для адаптации используется прямой алгоритм, основанный на обращении оценки корреляционной матрицы комплексных огибающих принимаемой смеси полезного сигнала, помехи и канальных шумов [1].

В докладе рассматриваются результаты моделирования адаптивного ПФ с линейной эквидистантной антенной решеткой, шаг которой превышает половину длины волны. В этом случае влияние помехи на диаграмму направленности (ДН) ПФ наиболее сильно проявляется при попадании помехи в дифракционный максимум исходной ДН, что приводит к значительному искажению главного лепестка и ухудшению качества приема полезного сигнала [2]. Этот эффект можно ослабить, если, используя предварительную оценку углового положения помехи, ДН одного из модулей антенной решетки направить на источник помехи.

Для оценки эффективности такого способа адаптивной пространственной фильтрации было проведено статистическое моделирование в среде MathCAD, в результате которого получены зависимости отношения сигнал—шум от направления действия помехи и показано, что при действии помехи в дифракционном максимуме исходной ДН предложенный способ позволяет значительно улучшить отношение сигнал—шум.

Литература

1. **Монзинго Р.А., Миллер Т.У.** Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986.
2. **Ратынский М.В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ π - РАССЛОЕНИЯ АЛЬТЕРНАТИВ В ЗАДАЧАХ РЕМОНТОВ И САПР РЭС

Задачи планирования ремонтов, создания автоматизированных структурированных справочников по компонентам конструкций, выявления «альтернатив-заместителей» при проектировании РЭС требуют создания алгоритмов и программ для формирования π -расслоенных вариантов [1]. Такое структурирование приводит к упорядоченному множеству альтернатив Ω в виде последовательно задаваемых π_s -слоев, каждый из которых может быть получен как

$$\Omega_{\pi_s} = \pi \left(\Omega \setminus \bigcup_{\xi=1}^{s-1} \Omega_{\pi_\xi} \right). \quad (1)$$

Результатом процедуры (1) является строго упорядоченный линейный порядок кортежей альтернатив, представляющих собой послонную структуру, задающую π -приоритеты между π_s -слоями по принятым показателям качества (ПК_{*i*}).

В докладе приводятся два разработанных алгоритма определения парето-оптимальных слоев.

1 алгоритм	2 алгоритм
<p>Основан на преобразовании реляционной модели данных вариантов Ω в ассоциативную матрицу (АМ) с упорядоченными по возрастанию численных значений характеристиками (а для символьных переменных — лексикографии имён).</p> <p>Поиск элементов каждого π_s-слоя предполагает последовательную конъюнкцию столбцов АМ ПК_{<i>i</i>} строго слева направо (для минимизации) до получения непустых решений. После определения π_s-слоя он запоминается, а соответствующие ему «единичные» значения характеристик вариантов «обнуляются». Для этого в АМ «1», отвечающая за оптимальный вариант, заменяется на «0». Тогда при повторном поиске следующего оптимального π_{s+1} слоя, найденный ранее π_s слой идентифицироваться не будет. Процедура продолжается до «просмотра» всех столбцов матриц ПК, и выявления π_s-слоев, число которых соответствует максимальной цепи в графе частичного порядка (диаграмме Хассе) на множестве Ω.</p>	<p>Основан на представлении фактор множества окрестностей вариантов из Ω в виде АМ. Наличие варианта ω_k в окрестности варианта ω_i в АМ отражается $q_{ik} = \langle 1 \rangle$, иначе $q_{ik} = \langle 0 \rangle$. Для $\pi\{k_p, k_j\}$ критерия результирующее фактор множество ищется пересечением окрестностей [1]</p> $\bigcap O_j(\Omega/k_l) = \bigcap \{ \omega_j : [k_l(\omega_j) \leq k_l(\omega_i)] \wedge \dots \wedge [k_l(\omega_s) < k_l(\omega_i)], \forall l \in M, \omega_{j,i,s} \subseteq \Omega \}.$ <p>Пустые окрестности, отображаемые «0» в столбцах АМ фактор множеств, идентифицируют π_s-слой. Для получения следующего π_{s+1} слоя, предыдущий искусственно ухудшается. В ячейки столбца, соответствующие окрестности ω_j, заносятся «1». Во все ячейки строки, соответствующие ω_j, заносятся «0» (альтернативы становятся лучше исключаемой, и реализуется принцип «хуже худшего» $G_{ij} = 1, j = \{1, N\}, j \neq i; G_{ji} = 0, j = \{1, N\}$).</p> <p>При повторном поиске получим следующий π_{s+1} слой и т.д.</p>

Литература

1. Кандырин Ю.В. Методы и модели многокритериального выбора вариантов в САПР. М.: Издательский дом МЭИ, 2004.

ПРОГРАММА СТРУКТУРИРОВАНИЯ АЛЬТЕРНАТИВ ПО π -КРИТЕРИУ

Современные задачи создания автоматизированных справочников по элементам и компонентам конструкций РЭС, а также планирования очередей ремонтов РЭС решаются с применением структурирования альтернатив в целевых критериальных постановках. В основу создания таких программ могут быть положены алгоритмы формирования π_s -расслоений вариантов, которые основаны на упорядочивании множества альтернатив Ω в виде последовательно задаваемых π_s -слоев [1]. Возможные алгоритмы таких расслоений рассмотрены в [2].

В разработанной программе использован алгоритм, основанный на формировании частичного порядка с помощью фактор множеств и выделения на его основе π_s -слоев. Исходное множество вариантов формируется в виде реляционной таблицы в Microsoft Excel. Причем в качестве характеристик могут использоваться цифровые, интервальные и символьные значения переменных (последние для описания условий и ограничений). Сохраненный файл данных о вариантах загружается в программу и трансформируется в ассоциативные матрицы исходных линейно упорядоченных вариантов в виде фактор множеств. На их базе в дальнейшем строится результирующее фактор множество требуемой размерности по показателям качества (ПК), которое может быть представлено как частичный порядок вариантов, описываемый ассоциативными матрицами, где по столбцам в бинарном представлении отображаются окрестности вариантов, а по строкам — сами варианты.

Программа позволяет последовательно выделять 1, 2, 3, ..., π_s -слои и методом последовательного переноса каждого из них в число худших вариантов формировать искомое расслоение. Рассматривая по индукции все исходное множество альтернатив, программа дает возможность получить линейный порядок выделенных π -слоев и идентифицировать информацию о характеристиках вариантов, которая отображается в отдельном окне программы.

Программа написана в среде C++, обладает удобным интерфейсом и в настоящее время внедряется в учебный процесс.

Литература

1. **Кандырин Ю.В.** Методы и модели многокритериального выбора вариантов в САПР. М.: Издательский дом МЭИ, 2004.
2. **Зинченко Е.Е.** Разработка алгоритмов π -расслоения альтернатив в задачах ремонтов и САПР РЭС // Настоящий сборник.

А.Н. Иванов, студ.; рук. Ю.А. Гребенко, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

УСТРОЙСТВА И АЛГОРИТМЫ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

При цифровой обработке сигналов (ЦОС) часто возникает задача изменения частоты дискретизации сигнала, т.е. передискретизации сигнала, без внесения дополнительных компонент в исходный частотный спектр [1].

В докладе приводятся примеры, в которых показана необходимость передискретизации; базовые теоретические сведения об алгоритмах работы и структуре устройств, выполняющих передискретизацию; описание и расчет устройства передискретизации на основе процессора ЦОС ADSP-BF548 Blackfin [2], в котором используется полифазная структура КИХ-фильтра.

Реализация узкополосных цифровых КИХ-фильтров с использованием обычной ЦОС представляет серьезную проблему, поскольку такие фильтры требуют очень большого числа коэффициентов для удовлетворения требований к частотной характеристике. Наличие устройств передискретизации позволяет проводить обработку сигнала при нескольких частотах дискретизации. Использование методов обработки при нескольких частотах дискретизации позволяет получать эффективные реализации, разрешая выполнение фильтрации при низких частотах дискретизации, что намного снижает порядок фильтра.

При проектировании устройств передискретизации цифрового сигнала необходимо преодолеть ряд трудностей, связанных с зачастую противоречивыми требованиями к ней. Например, алгоритм работы устройства должен занимать как можно меньше системного времени, требовать незначительного количества памяти, и при этом частотные характеристики устройства должны удовлетворять заданным требованиям.

В докладе рассмотрены возможности снижения вычислительной сложности реализации устройств с нецелым коэффициентом интерполяции путем использования линейной интерполяции отсчетов выходного сигнала, полученных с применением менее быстродействующего фильтра. Такое устройство реализовано на базе процессора ADSP-BF548 Blackfin и успешно выполняет задачу снижения частоты дискретизации сигнала с 44 100 до 12 800 Гц.

Литература

1. **Айфичер Э., Джервис Б.** Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
2. **ADSP-BF533** Blackfin Processor Hardware Reference. Analog Devices, 2006.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ СИСТЕМЫ OFDM ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ И ПРИЕМА ГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Цифровые схемы модуляции, которые используют большое число ортогональных поднесущих, называются системами мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (англ. OFDM).

Основные преимущества OFDM — отличная стойкость к межсимвольной интерференции и направленным помехам, высокая эффективность использования спектра, простая аппаратная реализация, а также возможность применения различных схем модуляции для каждой поднесущей [1].

Системы, построенные по алгоритмам OFDM, находят применение во многих областях радиотехники. Для проводной связи — это цифровые модемные линии ADSL/VDSL, цифровое телевидение по стандарту DVB-S2. Для беспроводной связи — это технологии Wi-Fi IEEE 802.11, WMAN IEEE 802.16, системы LTE, цифрового радиовещания DRM и т.д.

В докладе рассматриваются результаты разработки модели трансивера OFDM для передачи и приема графических изображений (цветных и в оттенках серого) на базе блока быстрого преобразования Фурье [2].

В процессе выполнения работы:

- спроектирован модулятор с использованием методов фазовой и амплитудной манипуляции (PSK, QAM) с возможностью выбора типа и порядка модуляции;
- разработаны программы приемника и передатчика, преобразователя графического изображения в символы данных;
- написан алгоритм для детектирования кадров данных и создана модель распространения сигнала;
- проведено исследование качества приема графической информации по значениям величины битовой ошибки в канале в зависимости от типа и порядка цифровой модуляции, количества поднесущих и от уровня шума в канале связи.

Все расчеты и моделирование трансивера OFDM проводились в пакете Matlab. На основе полученной математической модели системы предложен подход по реализации проекта на базе ПЛИС.

Литература

1. **Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С.** Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учебное пособие. М.: Эко-Трендз, 2005.
2. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1978.

*Н.В. Кокарев, А.В. Власов, Ю.В. Заболотный, студенты;
рук. А.Л. Приоров, д.т.н., доц. (ЯрГУ, Ярославль)*

ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ МОДУЛЬНОЙ SDR КВ-УКВ РАДИОСТАНЦИИ

Использование кросс-платы с подключением к ней основных функциональных блоков радиостанции позволяет осуществлять удобную, в том числе и «горячую» замену неисправных плат, что актуально при производстве отечественных радиостанций. За счет высокой производительности нанопроцессорных устройств обеспечивается феноменальная гибкость аппаратного и программного конфигурирования модулей радиостанции на базе нанопроцессорных систем [1].

В данной работе предложено соединение аппаратных блоков радиостанции с минимальным количеством наборов гнезд коммутации. Функциональная схема приемного линейного тракта представлена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема приемного линейного тракта

Программируемый генератор сигналов выполнен на базе микросхемы DDS, которая управляется микропроцессором ARM Cortex M3, на плате от компании STM electronics. Интерфейс ввода — цифровой энкодер. Интерфейс вывода — компактный TFT 4" дисплей.

Входная цепь и смеситель — часть линейного тракта квадратурного приемника прямого преобразования [2]. В режиме передачи входная цепь радиостанции должна быть согласована с антенной.

Блок цифровой обработки сигналов (ADC to PC) содержит программное обеспечение с открытым исходным кодом.

Представленная на рис. 1 схема дает возможность «горячей» замены аппаратных блоков линейного тракта.

Литература

1. **Tony J. Rouphael.** RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radio. Burlington, 2009.
2. **Дубов М.А., Кокарев Н.В., Власов А.В.** Программно-аппаратный комплекс средств исследования алгоритмов цифрового радиоприема // Тезисы докл. XVIII Международной научно-технической конференции студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». М., 2012. Т. 1. С. 53–54.

*Н.В. Кокарев, студ.; В.В. Глуховской, асп.;
рук. А.Л. Приоров, д.т.н., доц. (ЯрГУ, г. Ярославль)*

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС СПЕЦИАЛЬНОГО РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ ПЛАТФОРМЫ SDR

В данной работе предложен многофункциональный комплекс специального радиомониторинга на базе высокопроизводительных радиопланшетов технологии SDR. Программное обеспечение предложенного комплекса основано на открытой системе GnuRadio. Такая система прекрасно зарекомендовала себя для прототипирования радиосистем в реальном времени, так как является средой, написанной на языке C++ и Python.

Структурная схема радиоплшета содержит три основные части:

1. Многодиапазонное антенное устройство (30—1000 МГц) компактных размеров (менее 1 м).
2. Аппаратный модуль Hardware SDR небольших размеров [1].
3. Портативный компьютер, содержащий программное обеспечение Software SDR с открытым исходным кодом, что позволяет визуализировать сигнал. Компьютер может быть связан с аналитическим центром управления по Wi-Fi технологии, а также по USB или Ethernet интерфейсам. Планшет может работать с радиоспектром в режиме сканирующего приемника.

На базе предложенного устройства реализуется многофункциональный программно-аппаратный комплекс, который выполняет следующие функции:

- панорамный спектральный анализ радиосигналов при параллельной перестройке преобразователей радиосигнала;
- статистический анализ результатов;
- векторный анализ радиосигналов;
- поиск радиосигналов и автоматическая постановка найденных источников радиоизлучения на регистрацию;
- местоопределение источников радиоизлучений и другие функциональные возможности гибкой платформы SDR

Целевые потребители — правительственные и военные службы.

Литература

1. **Кокарев Н.В., Дубов М.А., Городецкий М.М.** Гибридная система преобразования частоты в программно-аппаратной платформе SDR // Докл. 14-й Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2012». М., 2012. Т. 2. С. 265–267.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ «СТРУКТУРА» ВЫБОРА ЗАМЕН КОМПОНЕНТОВ ПРИ РЕМОНТАХ РЭС

Многие задачи ремонтов РЭС требуют разработки программного обеспечения, способного в автоматизированном режиме находить оптимальные замены для вышедших из строя элементов, когда полностью идентичный прототип недоступен. Это задача, которую в теории выбора принято называть «задачей выбора аналога по прототипу». Формализовано ее запись отличается от традиционной задачи выбора $\langle C, \Omega \rangle$ наличием в ее постановке прототипа ω_{Π} с параметрами α_{Π} и представляется тройкой $\langle C, \Omega, \omega_{\Pi}(\alpha_{\Pi}) \rangle$ [1].

Для ее решения разработана программа «Структура», которая реализует поиск нетранзитивных дуг, указывающих ближайшие к прототипу вершины в диаграмме Хассе по принятым показателям качества (ПК).

Программа позволяет формировать реляционные и ассоциативные базы данных однородных компонентов, производить структурирование по безусловному неметрическому π -критерию и отображать упорядоченное множество в виде направленного транзитивного графа, осуществлять поиск нетранзитивных дуг по двум и более ПК (рис. 1), производить выбор аналогов по заданному прототипу в диаграмме Хассе и интерпретировать графическое описание результатов.

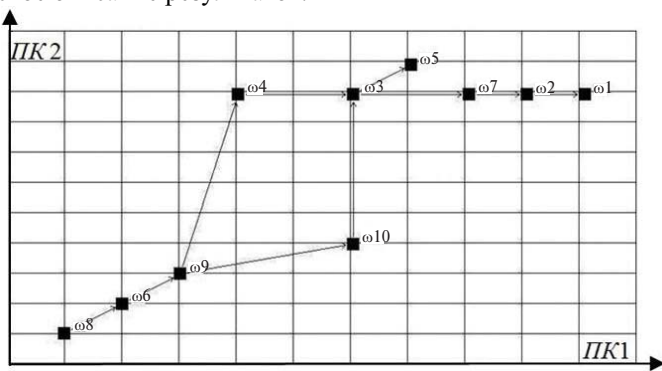


Рис. 1. Пример графического отображения результатов в программе

Разработанная программа «Структура» внедрена в учебный процесс на кафедре РПУ МЭИ по дисциплине «Теория выбора и принятия решений при проектировании РЭС».

Литература

1. Кандырин Ю.В. Методы и модели многокритериального выбора вариантов в САПР. М.: Издательство МЭИ, 2004.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ВЫБОРА АНАЛОГОВ КОМПОНЕНТОВ В РЭС

В работе предложен алгоритм выбора аналогов по прототипу при ремонтах РЭС, основанный на модели графа частичного порядка и реализованный как поиск входящих и исходящих дуг из вершины-прототипа, которые и указывают на искомые аналоги в нетранзитивном графе, описывающим исходное множество Ω . Нетранзитивный граф может быть получен из сильно транзитивного графа, удалением всех транзитивно замыкающих избыточных дуг. В основу алгоритма положен последовательный анализ связей вершин графа, описанного ассоциативной матрицей транзитивного фактор множества, полученного по π -критерию.

На первом этапе 1° алгоритма в матрице размерностью $N \times M$ производится поиск строки с максимальным количеством ненулевых элементов (связей):

$$1^\circ \max \left(\sum_1^M a_{n,m} \right), \forall n = \{1, N\}, \forall m = \{1, M\} \Rightarrow \left| \omega_{\text{рез}, n_{\text{max}}} \right| = \left| a_{n_{\text{max}}, 1}, \dots, a_{n_{\text{max}}, M} \right|,$$

где N — общее количество строк; M — общее количество столбцов; $\left| \omega_{\text{рез}, n_{\text{max}}} \right|$ — мощность множества единичных элементов в искомой строке.

На втором этапе 2° производится анализ выбранной строки на предмет наличия в ней указателей, а в п. 2.1° происходит проверка условия выхода:

$$2^\circ a_{n_{\text{max}}, m} = \begin{cases} 0, & \text{то к п. 2.1}^\circ, \forall m = \{1, M\}; \\ 2.1^\circ (m+1), & \text{если} \begin{cases} m \leq M, & \text{то к п. 2}^\circ; \\ m > M, & \text{то выход.} \end{cases} \end{cases}$$

На третьем этапе 3° осуществляется поиск второго указателя:

$$3^\circ a_{n_{\text{max}}, k} = \begin{cases} 0, & \text{то к п. 3.2}^\circ; \\ 1, & \text{то к п. 3.1}^\circ. \end{cases}$$

В п. 3.1° проверяется, совпадает ли первый и второй указатель, а в п. 3.2° проверяется условие выхода:

$$3.1^\circ \text{ если} \begin{cases} k = m, & \text{то к п. 3.2}^\circ, \forall k = \{1, M\}; \\ k \neq m, & \text{то к п. 4}^\circ, k \text{ в память.} \end{cases} \quad 3.2^\circ (k+1), \text{ если} \begin{cases} k \leq M, & \text{то к п. 3}^\circ; \\ k > M, & \text{то выход.} \end{cases}$$

На четвертом этапе 4° производится удаление найденной дуги и переход к условию выхода:

$$4^\circ a_{k,m} = \begin{cases} 0, & \text{то к п. 2.1}^\circ, k = 1; \\ 1, & \text{то } a_{n,m} = 0, \text{ к п. 2.1}^\circ, k = 1. \end{cases}$$

После завершения анализа происходит переход к следующей строке.

Разработанный алгоритм реализован в программе «Структура» и используется в учебном процессе на кафедре РПУ НИУ «МЭИ».

М.Г. Королев, студ.; рук. Ю.А. Гребенко, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

КВАДРАТУРНЫЙ ГЕНЕРАТОР DC-200 МГц НА ОСНОВЕ МИКРОСХЕМЫ ПРЯМОГО СИНТЕЗА ЧАСТОТЫ

Квадратурный генератор DC-200 МГц (далее прибор) предназначен для отладки и тестирования квадратурных модуляторов. Он с помощью анализатора спектра позволяет измерить и составить калибровочную таблицу подавления несущей и подавления побочной боковой составляющей в спектре сигнала на выходе модулятора.

Прибор совместно с квадратурным модулятором и высокочастотным генератором может быть использован в качестве источника блокирующих помех при отладке и тестировании специальных средств связи. Кроме того, устройство может быть использовано как обычный двухканальный генератор сигнала.

Работа посвящена исследованию характеристик такого прибора, анализу влияния параметров его выходного каскада на сигнал и обсуждению одной из возможных его аппаратных реализаций в виде модели QSG-10M, предложенный в [1].

Базовым узлом прибора является двухканальная микросхема прямого синтеза частоты [2], тактируемая от высокодобротного кварцевого резонатора. Предусмотрена возможность внешнего тактирования. С выхода микросхемы сигнал поступает на выходной каскад, где осуществляется его фильтрация и дальнейшее усиление. Для возможности добавления постоянной составляющей в сигнал на выходе устройства предусмотрен сумматор. Постоянная составляющая формируется с помощью ЦАП. Управление устройством построено на базе ПЛИС CPLD, которая принимает команды по протоколу SPI.

Прибор реализует следующие характеристики: широкий диапазон выходных частот (0...200 МГц); высокое частотное разрешение (<1 Гц); возможность изменения амплитуды (1...1000 мВ с шагом 1 мВ), фазы (0...180° с шагом 0,1°) и постоянного смещения (-1000...1000 мВ с шагом 0,1 мВ); возможность быстрой перестройки по частоте (2...4 мс) для каждого из каналов.

Расчеты амплитудной и амплитудно-частотной характеристик выходного каскада генератора проведены в среде Advanced Design System (ADS) и MathCAD. Проведено их сравнение с измеренными реальными характеристиками каскада.

Литература

1. <http://advantex.ru>
2. **Fundamentals** of Direct Digital Synthesis. Analog Devices Knowledge Base. 2009.

П.С. Кузнецов, студ.; рук. Е.А. Богатырев, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ КЛЮЧЕВЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ (УМЗЧ)

До недавнего времени считалось, что как сами сложные импульсные сигналы, так и методы их формирования, например, сигма-дельта-модуляция [1] и преобразования (такие, как расширение спектра) могут найти применение лишь в области цифровой обработки и радиосвязи.

В последние годы все чаще предлагается использовать эти сигналы и специальные методы их преобразования при разработке процессоров управления ключевыми оконечными каскадами низкочастотных трактов [2]. При этом предполагается получить улучшение отдельных показателей качества ключевых усилителей, например, коэффициентов нелинейных и интермодуляционных искажений. Зарубежными специалистами был предложен ряд схемотехнических решений, делающих возможным практическое применение таких сигналов и методов [3, 4]. В традиционной же реализации ключевых УМЗЧ (класс D, использующий в качестве управляющего ШИМ-сигнал) эти показатели остаются недостаточными для высококачественного воспроизведения фонограмм.

В соответствии с поставленной задачей исследования возможностей и преимуществ применения сложных сигналов в ключевых УМЗЧ в докладе рассматриваются теоретические основы применения подобных сигналов и специальных методов их преобразования, приводятся результаты исследования влияния вида управляющего сигнала на характер искажений, свойственных таким усилителям. Делается заключение об изменении их показателей качества при использовании для управления оконечным каскадом сложных импульсных сигналов.

Полученные результаты представляют интерес для разработчиков аудиопроцессоров, драйверных и оконечных каскадов ключевых усилителей, используемых в современных звуковоспроизводящих комплексах.

Литература

1. **Богатырев Е.А., Ларин В.Ю., Лякин А.Е.** Энциклопедия электронных компонентов. Большие интегральные схемы. М.: МакроТим, 2006.
2. **Макаренко В.** Цифровая обработка звуковых сигналов // ЭКиС. 2003. № 10, 11, 12.
3. **Tripathi A., Delano C.** Method and apparatus for oversampled noise-shaping mixed-signal processed // U.S. Patent #5,777, 512. 1998.
4. **Miao G., Delano C.** Break-before-make distortion compensation for a digital amplifier // World Intellectual Property Organization. 2001.

СПОСОБ РЕАЛИЗАЦИИ АНАЛИТИЧЕСКИХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Аналитические цифровые фильтры одновременно выполняют операции фильтрации и преобразования Гильберта, что позволяет проводить преобразование вещественного сигнала в аналитический сигнал [1].

В докладе рассматривается способ реализации аналитического цифрового фильтра в виде последовательного соединения полосового вещественного цифрового фильтра с центральной частотой, равной четверти частоты дискретизации, и блока подавления АЧХ на отрицательных частотах, передаточная функция которого равна

$$\underline{K}(z) = (1 + jz^{-1})^M,$$

где M — количество звеньев в блоке подавления.

Для оценки степени близости комплексного цифрового полосового фильтра к аналитическому цифровому фильтру используется показатель μ :

$$\mu = \frac{\int_{w=0.5}^1 |T(e^{j2\pi w})| dw}{\int_{w=0}^1 |T(e^{j2\pi w})| dw},$$

который характеризует отношение площади под АЧХ в области отрицательных частот к полной площади под АЧХ в основной полосе частот [2]. Чем меньше значение показателя μ , тем фильтр ближе по свойствам к аналитическому.

Приводятся примеры расчета и результаты анализа близости разработанного фильтра к аналитическому при различном количестве звеньев M в блоке подавления.

Результаты моделирования подтверждают целесообразность практического применения рассмотренного способа реализации аналитических цифровых фильтров. Показывается, что степень приближения комплексного фильтра к аналитическому возрастает при уменьшении полосы пропускания вещественного полосового фильтра, при увеличении его порядка, а также при увеличении количества звеньев M в блоке подавления.

Литература

1. **Гребенко Ю.А.** Методы цифровой обработки сигналов в радиоприемных устройствах. М.: Издательский дом МЭИ, 2006.
2. **Гребенко Ю.А., Ермаков А.В.** Оценка степени аналитичности комплексных полосно-пропускающих фильтров // Вестник МЭИ. 2003. № 2.

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

КОМПЛЕКСНЫЕ АКТИВНЫЕ РС-ФИЛЬТРЫ НА БАЗЕ ПОЛНОСТЬЮ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Комплексные фильтры можно использовать для формирования квадратурных сигналов и подавления зеркального канала, возникающего при переносе спектра [1].

В докладе рассматривается методика синтеза комплексных активных РС-фильтров на идентичных звеньях [1] с использованием полностью дифференциальных усилителей. Такие современные усилители можно применять в диапазоне до 100 МГц, обеспечивая высокую электромагнитную совместимость с блоками цифровой обработки сигналов. Приводится пример синтеза комплексных полосовых фильтров с центральными частотами до 100 МГц на основе многопетлевого структурированного НЧ-прототипа Баттерворта 5-го порядка без обратных связей, охватывающих одно звено [2]. Такие структурные схемы обеспечивают низкую чувствительность частотной характеристики к разбросу параметров пассивных элементов. В качестве базового звена использовано разработанное комплексное звено на основе интеграторов. Схема базового звена выполнена на базе двух полностью дифференциальных усилителей и реализует передаточную функцию второго порядка.

Благодаря использованию полностью дифференциальных усилителей, можно исключить инверторы в структурной схеме комплексного полосового фильтра, что уменьшает общее число усилителей. Полная принципиальная схема комплексного полосового фильтра на основе многопетлевого структурированного НЧ-прототипа Баттерворта 5-го порядка без обратных связей содержит десять полностью дифференциальных усилителей.

Приводятся результаты моделирования синтезированного фильтра с помощью программного пакета Micro CAP-7 и стандартной SPICE-модели полностью дифференциальных усилителей типа LMN6554 [3].

Анализ полученных АЧХ подтверждает работоспособность методики и возможность реализации полосовых комплексных фильтров с центральными частотами до 100 МГц.

Литература

1. **Гребенко Ю.А.** Однородные устройства обработки сигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
2. **Чжо Зей Я., Гребенко Ю.А.** Структурированные НЧ-прототипы без обратных связей, охватывающих один базовый модуль // Радиотехника, электротехника и энергетика: XVI МНТК студентов и аспирантов: В 3-х т. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2010.
3. **URL:** <http://www.ti.com/lit/mo/snom157/snom157.zip>

СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БАНКА ФИЛЬТРОВ

Доклад посвящен изучению системы передачи дискретной информации через каналы с ограниченной полосой пропускания с использованием банка фильтров.

В рассматриваемой системе в качестве поднесущих вместо гармонических колебаний используются импульсные характеристики с выходов комплексного КИХ-фильтра [1]. Расчет коэффициентов вещественного КИХ-фильтра производится с помощью метода взвешивания с использованием окна Блэкмана. Комплексный КИХ-фильтр рассчитывается методом смещения частотной характеристики.

Структурная схема модели рассматриваемой системы передачи информации представлена на рис. 1.

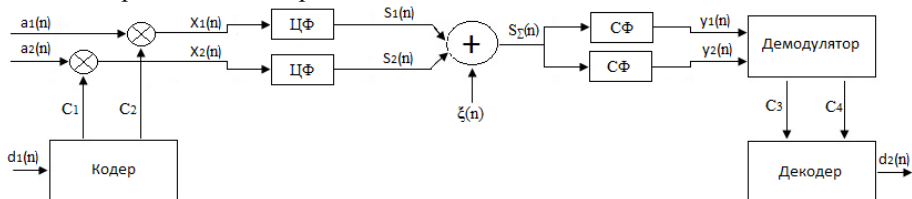


Рис. 1. Структурная схема модели системы передачи информации

На рис. 1 используются следующие обозначения: ЦФ — цифровой КИХ-фильтр; СФ — согласованный фильтр; $a_1(n)$ и $a_2(n)$ — последовательности единичных импульсов; $d_1(n)$ — входная последовательность двоичных данных; c_1 и c_2 — коэффициенты модуляции; $x_1(n)$ и $x_2(n)$ — последовательности модулированных дельта-импульсов; $s_1(n)$ и $s_2(n)$ — импульсные характеристики комплексного КИХ-фильтра; $s_2(n)$ — сумма полезного сигнала и аддитивного белого гауссово шума; $y_1(n)$ и $y_2(n)$ — сигналы на выходе согласованного фильтра; c_3 и c_4 — коэффициенты модуляции; $d_2(n)$ — выходная последовательность двоичных данных; $\xi(n)$ — аддитивный белый гауссовый шум.

В докладе изложены принципы работы такой системы, показано ее отличие от используемых в современной связи подобных систем и определены ее достоинства и недостатки.

Литература

1. Гребенко Ю.А. Однородные устройства обработки сигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.

РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСНЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ С ПОМОЩЬЮ БЫСТРОЙ СВЕРТКИ

Свертка — основная процедура в цифровой обработке сигналов, которая из двух исходных цифровых сигналов $x(n)$ и $h(k)$ по определенному правилу формирует третий сигнал $y(n)$ [1].

Прямое вычисление свертки выполняется по уравнению

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n-k) = h(k) * x(n),$$

где $h(k)$ — импульсная характеристика комплексного КИХ-фильтра с длиной M . Такое вычисление свертки при длине исходного сигнала равной N требует NM комплексных умножений и $(M-1)N$ комплексных сложений.

Свертку можно выполнять более эффективно, используя алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Метод вычисления свертки с помощью БПФ называется *быстрой сверткой* [1]. Иллюстрация такого метода приведена на рис. 1.

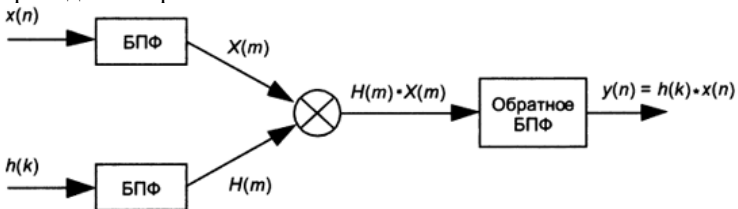


Рис. 1. Структура быстрой свертки

При выполнении быстрой свертки требуется меньшее число умножений [2]. Действительно, если импульсная характеристика фильтра не меняется, то можно вычислить ее БПФ и записать в память. При этом входные последовательности $x(n)$ и $h(k)$ необходимо дополнить нулями в конце до одинаковой длины, равной или превышающей $(M+N-1)$, т.е. такой, чтобы длина была кратна степени двойки для вычисления БПФ.

В докладе рассматривается математическая модель универсального комплексного КИХ-фильтра, в основу реализации которого положен метод быстрой свертки. Приведенные результаты моделирования подтверждают эффективность такой реализации.

Литература

1. Смит С. Цифровая обработка сигналов. М.: Додэка-XXI, 2008.
2. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Бином, 2006.

Мьйо Кхайнг, студ., рук, Е.А. Богатырев, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАТОРНОГО ЗВЕНА 2-го ПОРЯДКА К ПАРАЗИТНЫМ ФАЗОВЫМ НАБЕГАМ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Известно, что если в схему автогенератора (АГ), выполненного на двух идеальных интеграторах [1], ввести диссипативные потери (например, вместо одного идеального интегратора использовать демпфированный интегратор), то полученное устройство будет представлять собой недозабуденный АГ и выполнять функции частотного фильтра в виде высокодобротного резонаторного звена (РЗ) 2-го порядка [2]. В [2] рассмотрена зависимость основных характеристик и параметров РЗ от малосигнальных паразитных фазовых набегов интегрального операционного усилителя (ОУ), построенного по классической структуре.

В докладе приведена оценка чувствительности параметров к таким фазовым набегам для трех вариантов РЗ, выполненных на ОУ с токовой обратной связью: с инвертирующим интегратором, с неинвертирующим интегратором и с SMD-катушкой индуктивности. Показано, что из указанных вариантов использование SMD-катушки индуктивности дает лучшие результаты.

Появление паразитных фазовых набегов смоделировано путем включения в структуру РЗ фазового звена 1-го порядка. Изменяя постоянную времени этого звена, можно вводить дополнительные фазовые набег. Показано, что введение таких фазовых набегов приводит к появлению отрицательной проводимости в эквивалентном LC -резонаторе, с помощью которого обычно поясняют функционирование РЗ. Величина этой проводимости прямо пропорциональна постоянной времени фазового звена и обратно пропорциональна индуктивности эквивалентного LC -резонатора. В результате при повышении центральной частоты резонатора его добротность существенно возрастает.

Несложные расчеты позволяют на качественном уровне объяснить изменение соотношения параметров РЗ при вариации величины дополнительных фазовых набегов.

Литература

1. **Богатырев Е.А.** Микроэлектронные аналоговые и аналого-дискретные устройства приема и обработки радиосигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
2. **Богатырев Е.А.** Устойчивость звеньев 2-го порядка активных фильтров при большом сигнале // Радиотехника. 1991. №10.

М.С. Нужнов, студ.; рук. Ю.В. Кузнецов, д.т.н., проф. (НИУ «МАИ»)

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗ ЭХО-СИГНАЛОВ ПРИ ВЫСОКОЧАСТОТНОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ОБЛУЧЕНИИ ОБЪЕКТОВ

Информация о параметрах и характеристиках удаленного от наблюдателя объекта может быть получена из сигнала, отраженного объектом при его облучении высокочастотным электромагнитным полем. Например, в радиолокации обработка эхо-сигналов используется для определения координаты и скорости цели.

Взаимодействие электромагнитного поля с объектом, совершающим механические колебания или вибрирующим под действием механического воздействия, вызывает модуляцию отраженного сигнала [1]. Информация о параметрах вибрации объекта может быть извлечена в процессе обработки эхо-сигнала. Одним из способов оценки этих параметров является анализ уровня навязанной модуляции. Параметры модуляции отраженного сигнала от вибрирующего объекта могут изменяться с течением времени, и их оценка по спектру может быть затруднительной. Для анализа таких сигналов применяется частотно-временное преобразование, которое заключается в определении зависимости спектра сигнала от времени.

В работе рассматриваются некоторые виды частотно-временного анализа, такие как: кратковременное преобразование Фурье (STFT); преобразование Гильберта—Хуанга (ННТ) [2]; преобразование Вигнера—Вилля (WWD) и класс Коэна [3]. В экспериментальной части работы представлены результаты измерений сигнала, отраженного вибрирующим объектом при его облучении электромагнитным полем с частотой 1 ГГц. Объект находится под действием тонального акустического воздействия, которое вызывает его механические колебания. Результаты измерений сравниваются с моделью в среде MatLab, которая описывает объект как множество точечных отражателей. Для анализа сигналов полученных как моделированием, так и измерениями, используются вышеперечисленные методы частотно-временного анализа, проведено сравнение этих методов, выработаны рекомендации по их использованию для решения задачи определения параметров вибрации объекта по эхо-сигналу.

Литература

1. **Chen V.C.** The Micro-Doppler Effect in Radar. Norwood, Artech House Radar Library. 2011.
2. **Huang N.E., et al.** The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-Stationary Time Series Analysis. Proc. Roy. Soc. London, Ser. A, 1998. Vol. 454.
3. **Cohen L.** Time-Frequency Analysis, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.

ДВОЙНАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ПРИЕМНИКЕ

В докладе рассматривается способ двойной спектральной обработки сигналов в радиолокационном приемнике широкополосных сигналов [1]. Устройства на основе шумовых сигналов обладают хорошими параметрами помехоустойчивости, электромагнитной совместимости и скрытности. Иллюстрация такого способа приведена на рис. 1.

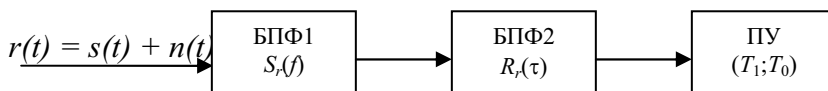


Рис. 1. Блок-схема двойной спектральной обработки сигнала

Принятый сигнал $r(t) = s(t) + n(t)$ представляет собой смесь полезного сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$. Двойная спектральная обработка сигналов, как следует из рис. 1, выполняется следующим образом. Сначала в первом блоке быстрого преобразования Фурье (БПФ1) вычисляется спектр сигнала $S_r(f)$. Далее в результате второго быстрого преобразования Фурье, осуществляемого в блоке БПФ2, вычисляется оценка корреляционной функции принятого сигнала $R_r(\tau)$. Затем с помощью демодулятора на основе порогового устройства (ПУ) выделяется наибольший пик корреляционной функции на времени задержки T_1 , либо T_0 и принимается решение о наличии одного из двоичных символов «1», либо «0». Таким образом производится однозначное восстановление передаваемой информации.

В процессе выполнения работы:

– проведен сравнительный анализ вариантов с корреляционной и двойной спектральной обработкой сверхширокополосных (СШП) шумовых сигналов в приемнике;

– проведены теоретические исследования и расчеты, подтверждающие возможность помехоустойчивой и скрытной передачи данных на основе СШП непрерывных шумовых сигналов с низкой спектральной плотностью мощности при наличии в канале сильных помех.

Рассмотренный в докладе способ обработки сигналов целесообразно применять при необходимости обеспечить высокие показатели помехоустойчивости и скрытности [2].

Литература

1. Калинин В.И. Сверхширокополосная радиолокация с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов // Радиотехника. 2005. № 3.
2. Фадеев А.М. Шумовые радиолокационные системы // Зарубежная радиоэлектроника. 1967. № 4.

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

РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ПО НЧ-ПРОТОТИПАМ

В настоящее время расчет цифровых фильтров с использованием НЧ-прототипов применяется только в случаях фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Метод НЧ-прототипа позволяет разрабатывать фильтры по многочисленным справочникам, в том числе и фильтры с гладкими АЧХ.

Существует несколько способов расчета КИХ-фильтров. Первый из них — использование оптимизационных методов, второй способ — расчет по методам, связанным с разложением АЧХ-фильтра в ряд Фурье. Однако в этих случаях АЧХ не будут гладкими. Эта проблема может быть решена при расчете КИХ-фильтров с линейными ФЧХ, выполняемом с использованием НЧ-прототипов.

В докладе рассматривается методика расчета, которая состоит из следующих действий.

1. По выбранному НЧ-прототипу методом обобщенного билинейного преобразования рассчитываем передаточную функцию БИХ-фильтра.

2. Составляем структурную схему фильтра и систему разностных уравнений.

3. По разностным уравнениям находим импульсную характеристику БИХ-фильтра.

4. В импульсной характеристике отбрасываем малозначащие отсчеты, оставшиеся отсчеты представляют собой импульсную характеристику с конечной длительностью.

5. Находим передаточную функцию эквивалентного КИХ-фильтра.

6. Передаточную функцию КИХ-фильтра (Z -форма импульсной характеристики) умножаем на обратную [1].

Полученной передаточной функции КИХ-фильтра соответствует линейная ФЧХ, а АЧХ такого фильтра равна квадрату АЧХ БИХ-фильтра.

В докладе приводятся результаты расчета аналитического фильтра по НЧ-прототипам Баттерворта различного порядка и результаты схемотехнического моделирования в среде Micro-Cap 7, подтверждающие работоспособность предложенной методики и высокую линейность ФЧХ разработанных цифровых комплексных фильтров.

Литература

1. Поляк Р.И. Использование обратных КИХ-фильтров для линеаризации ФЧХ аналоговых ФНЧ // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: XVIII МНТК студентов и аспирантов: Тез. докл. в 4-х т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012.

*М.В. Разумов, студ.; рук. А.А. Пеньков, к.т.н., доц.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)*

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ СВЧ ДИАПАЗОНА

В настоящее время существует большое разнообразие монолитных интегральных схем на GaAs, которые находят широкое применение в СВЧ-электронике. В беспроводных системах связи около половины всех приборов составляют арсенидгаллиевые интегральные схемы [1, 2]. Перед отечественными предприятиями стоит задача освоения в серийном производстве МИС ведущих мировых производителей СВЧ-приборов, таких как Agilent, Hittite, RFMD.

Задачей данной работы является анализ и решение проблемы несоответствия расчетных и экспериментальных характеристик, а также других технологических вопросов на примере разработки малошумящего усилителя диапазона 2370—2430 МГц, в состав которого входят усилительные каскады с использованием монолитных малошумящих усилителей на основе GaAs.

В работе проанализирован ассортимент приборов, представленных на рынке, проведено моделирование малошумящего усилительного каскада в специализированной программной среде AWR Microwave Office с целью обеспечения оптимального сочетания основных характеристик каскада, таких как коэффициент передачи (K_p), коэффициент шума ($K_{ш}$), коэффициент отражения от входа (S_{11}), коэффициент отражения от выхода (S_{22}). Отдельно рассмотрен вопрос проектирования конструктивного исполнения изделия, обеспечивающего требуемые эксплуатационные характеристики.

В работе рассмотрен процесс получения экспериментальных данных разрабатываемого устройства с применением измерительных приборов. Описана методика снятия характеристик коэффициента передачи и коэффициента шума с помощью анализатора коэффициента шума, а коэффициента передачи, коэффициента отражения от входа (S_{11}) и коэффициента отражения от выхода (S_{22}) с помощью анализатора СВЧ цепей.

Литература

Шахнович И. Твердотельные СВЧ-приборы и технологии. Невоспетые герои беспроводной революции // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. 2005. №4.

Шахнович И. Твердотельные СВЧ-приборы и технологии. Состояние и перспективы // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. 2005. №5.

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

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВЕЩЕСТВЕННОГО ГИДРОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА В АНАЛИТИЧЕСКИЙ

Для повышения точности работы гидролокационных систем применяются широкополосные сигналы со сложными видами модуляции. Для обнаружения и обработки таких сигналов важную роль играет операция приведения принятого вещественного сигнала к аналитическому виду. Аналитическая форма представления позволяет выделить комплексную огибающую сигнала, определить значения мгновенной частоты и фазы. Неточности при получении компонент аналитического сигнала могут привести к искажению спектра комплексной огибающей, что отразится на точности измерения дальности и скорости.

В настоящее время в гидролокационных системах применяются сигналы, спектр которых занимает область частот от 10 кГц до 1 МГц. В этом диапазоне частот могут использоваться как цифровая, так и аналоговая обработка сигнала.

В докладе рассматриваются методы перехода от исходной вещественной формы к аналитической для сигналов со сложными видами частотной и фазовой манипуляций, ширина спектра которых составляет более 50 % несущей частоты.

При аналоговой обработке преобразование вещественного сигнала в аналитический реализуется с помощью комплексного аналитического фильтра [1]. АЧХ и ФЧХ такого фильтра имеют зависимость от разброса параметров элементов аналоговой схемы, их температурной и временной нестабильности. Цифровое преобразование лишено этих недостатков, здесь на результат преобразования влияет только разрядность вычислений. Получение аналитического сигнала в цифровом виде реализовано несколькими способами: с применением БПФ, на основе комплексного фильтра [1], путем цифрового переноса спектра [2], с помощью преобразователя Гильберта [3]. Для оценки степени аналитичности комплексного сигнала на выходе преобразователя используются три варианта показателей [1]. По этим показателям проведено сравнение рассмотренных в докладе цифровых устройств, преобразующих вещественный сигнал в аналитический.

Литература

1. **Гребенко Ю.А.** Однородные устройства обработки сигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
2. **Пастушенко Н.С.** Формирование квадратурной составляющей для одного класса сигналов // Проблемы коммуникаций. 2011. № 1.
3. **Харитонов В.Б.** Цифровой широкополосный преобразователь Гильберта звуковых сигналов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. 2008. №10.

В.А. Симонов, студ.; рук-ли В.А. Филатов, ст. преп.;
А.В. Щукин, ст. преп. (НИУ «МЭИ»)

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ЧЕРЕЗ WI-FI СОЕДИНЕНИЕ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ MICROCHIP PIC24

В настоящее время широко развиваются информационные технологии с объединением в структурированные сети (Интернет, телефония, охрана и т.д.). Широкое распространение получают системы дистанционного мониторинга, в которых количество обращений к различным датчикам превосходит несколько тысяч раз в секунду, а количество датчиков может достигать до сотен. При этом возникает острая проблема одновременного считывания актуальной информации с минимальными временными и информационными затратами, которые характеризуются объемом полезной информации пропускаемой через линии связи между пользователем и опрашиваемым объектовым устройством за сеанс связи или в единицу времени. На помощь приходят сетевые технологии, благодаря которым появляется возможность трансляции информационных данных через глобальную сеть Internet как по проводным, так и беспроводным линиям связи.

На кафедре радиоприемных устройств НИУ «МЭИ» в процессе работы создан макет системы мониторинга удаленного объекта с обыкновенного компьютера, подключенного к локальной вычислительной сети либо к глобальной сети Интернет, при этом объективное устройство подключается к сети через радиоканал связи по протоколу стандарта Wi-Fi. Такое построение системы позволяет объектовому устройству располагаться в любом месте в зоне покрытия Wi-Fi точки доступа.

Разработанное программное обеспечение для микроконтроллера объектового устройства, позволяет пользователю через Web-интерфейс в режиме реального времени производить опрос различных датчиков и вести базу данных. К микроконтроллеру объектового устройства могут быть подключены как цифровые, так и аналоговые датчики, а также различные исполнительные механизмы.

Основу объектового устройства составляет электронный блок, выполненный на экономичном шестнадцатиразрядном микроконтроллере PIC24FJ128GA010 с развитой встроенной периферией и интерфейсами, радиомодуль MRF24WB0A производства компании MICROCHIP, цифровые интегральные датчики с последовательными интерфейсами для проведения измерения параметров среды и набора исполнительных реле. Пользователь имеет возможность не только контролировать состояние удаленного объекта, но и производить управление исполнительными механизмами на объекте.

И.Д. Смолин, студ.; рук. Ю.В. Кузнецов, д.т.н., проф. (МАИ, Москва)

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

При анализе электромагнитной обстановки в широком диапазоне частот, как правило, используются анализаторы спектра. Время, необходимое для проведения измерений, определяется требуемым разрешением по частоте и может составлять от десятков минут до нескольких часов.

Одним из способов снижения временных затрат на проведение измерений является использование системы анализа электромагнитной обстановки во временной области.

Системы измерения электромагнитного излучения во временной области, построенные на основе высокоскоростного аналого-цифрового преобразователя и использующие современные алгоритмы цифровой обработки сигналов, позволяют осуществлять одновременное выделение информации об амплитудном и фазовом спектре измеряемого сигнала [1, 2].

Современные методы цифровой обработки информации позволяют эмулировать в режиме реального времени работу различных аналоговых устройств (пиковый, среднеквадратичный детектор). Появляется возможность использования алгоритмов частотно-временного анализа и статистической обработки.

В работе представлена широкополосная система измерения электромагнитных излучений во временной области, построенная на цифровом осциллографе. В качестве тестируемого устройства используется ноутбук. Измерения проводятся в диапазоне 300—1400 МГц. Сигналы, поступающие с антенны, оцифровываются, считываются из памяти осциллографа и по шине USB 2.0 (LAN) передаются в вычислительную среду ПК для дальнейшей обработки. Для обработки измеренных данных, полученных с помощью предложенной системы, используются алгоритмы БПФ, а также периодограммы Уэлча и Бартлетта.

В работе представлены результаты сравнительного анализа данных, полученных с помощью анализатора спектра и системы измерений электромагнитных излучений во временной области.

Литература

1. **Keller C., Feser K.** Fast Emission Measurement In Time Domain. EMC Zurich, Zurich, Paper No. 70K7, February 2001.

2. **Раушер Кристоф.** Основы спектрального анализа. М.: Rohde&Schwarz, Горячая линия—Телеком, 2006.

КОМПЛЕКСНЫЕ РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Полосовые комплексные фильтры на операционных усилителях [1] можно использовать для подавления зеркального канала при преобразовании частоты. Режекторные комплексные фильтры используются для подавления селективных помех и обычно включаются последовательно с полосовыми комплексными фильтрами.

В докладе предлагается методика проектирования комплексных режекторных активных RC -фильтров на идентичных звеньях с использованием НЧ-прототипов. Приведены два варианта расчета комплексного режекторного фильтра с использованием канонического структурированного НЧ-прототипа Баттерворта 3-го порядка [2] и НЧ-прототипов базовых звеньев с передаточными функциями $K(s) = -1/s$ и $K(s) = -s$. Полученные схемы комплексных базовых звеньев показаны на рис. 1.

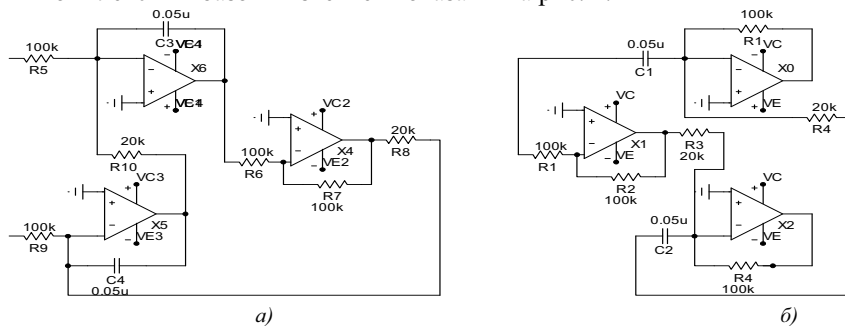


Рис. 1. Схемы комплексных базовых звеньев:

а — $K(s) = -1/s$; б — $K(s) = -s$

Приводятся результаты моделирования комплексного режекторного фильтра с помощью программного пакета Micro CAP-7. Анализ полученных АЧХ подтверждает работоспособность двух разработанных вариантов схем.

Литература

1. Гребенко Ю.А. Однородные устройства обработки сигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
2. Чжо Зей Я. Структурированные НЧ-прототипы для расчета аналоговых RC -фильтров на идентичных звеньях // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: XIII МНТК студентов и аспирантов: Тез. докл. в 3-х т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.

СРАВНЕНИЕ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

В докладе обсуждаются три варианта реализации передаточной функции комплексного полосового цифрового фильтра методом смещения частотной характеристики фильтра нижних частот (ФНЧ) [1]. В качестве примера выбран вариант ФНЧ Баттерворта с НЧ-прототипом третьего порядка:

$$T(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} = \frac{1}{(s+1)} \cdot \frac{1}{(s^2 + s + 1)}.$$

Передаточная функция ФНЧ с полосой пропускания $\omega_n = 0,1$ находится с использованием метода обобщенного билинейного преобразования в виде произведения сомножителей первого и второго порядков:

$$T(z) = \frac{1 + z^{-1}}{4,1 - 2,1z^{-1}} \cdot \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{13,71 - 17,22z^{-1} + 7,51z^{-2}}.$$

Затем с использованием метода смещения находится передаточная функция комплексного полосового фильтра. Выбрано значение смещения вправо равное 0,25 частоты дискретизации. В этом случае в передаточной функции $T(z)$ необходимо переменную z^{-1} заменить на jz^{-1} . В результате получим следующую передаточную функцию:

$$T(z) = \frac{1 + jz^{-1}}{4,1 - j2,1z^{-1}} \cdot \frac{1 + j2z^{-1} - z^{-2}}{13,71 - j17,22z^{-1} - 7,51z^{-2}}.$$

Рассмотрены варианты реализации полученной передаточной функции с комплексными коэффициентами методом преобразования передаточной функции, методом комплексной арифметики и методом комплексной задержки. Проведено сравнение вариантов реализации по числу операций сложения и умножения, а также по числу операций задержки на такт. Отмечены достоинства метода комплексной задержки, которые позволяют считать его предпочтительным.

Разработанные варианты структурных схем комплексного полосового фильтра проверены путем схемотехнического моделирования в среде Миско-Сар 7. Моделирование подтвердило работоспособность всех вариантов структурных схем комплексных цифровых фильтров.

Литература

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

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

РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ SC-ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА НА ПАИС ANADIGM

В докладе рассматриваются прикладные аспекты оригинального подхода автора к анализу и синтезу SC-устройств, использующих схемотехнику на переключаемых МОП-конденсаторах [1]. Реализация перестраиваемых SC-фильтров высокого порядка производится в однородном базисе (на идентичных базовых звеньях) [2]. Это позволяет осуществить широкодиапазонную перестройку, например, полосовых фильтров по частоте с независимым управлением полосой пропускания и сохранением формы частотных характеристик. Применение программируемых аналоговых интегральных схем (ПАИС) компании Anadigm дает возможность выполнить такие фильтры в виде микросхемы частного применения [3]. Загрузка конфигураций в такие ПАИС проводится с использованием библиотеки конфигурируемых аналоговых модулей [4].

Приводится пример реализации полосового SC-фильтра 4-го порядка с независимой перестройкой центральной частоты (от 1 до 100 кГц) и полосы пропускания (от 100 Гц до 100 кГц) с использованием двух указанных ПАИС. Конфигурация каждой ПАИС представляет собой схему базового звена 2-го порядка, выполненного на SC-интеграторах и масштабных усилителях. Базовое звено 2-го порядка — это перестраиваемый полосовой SC-фильтр с одноэлементной независимой перестройкой по центральной частоте и полосе пропускания. Такая перестройка осуществляется путем изменения коэффициентов в ветвях обратной связи базового звена. Изменение коэффициентов осуществляется с помощью подачи управляющего напряжения на соответствующий вход программируемого масштабного усилителя [4], стоящего в цепи обратной связи.

Отметим, что реализация базового звена 2-го порядка на ПАИС Anadigm требует использования как минимум пяти операционных усилителей. Ресурсы одной ПАИС ограничены восемью операционными усилителями, что и приводит к необходимости реализации устройства на двух ПАИС.

Литература

1. **Торопчин Д.С.** Об одном эффективном подходе к анализу и синтезу устройств на переключаемых МОП-конденсаторах // Радиотехнические тетради. 2012. № 48.
2. **Гребенко Ю.А.** Однородные устройства обработки сигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
3. **Полищук А.** ПАИС компании Anadigm. Второе дыхание аналоговой обработки сигналов // Электроника НТБ. 2005. № 3.
4. **Программируемые аналоговые ИС Anadigm: применение конфигурируемых аналоговых модулей в составе программы Anadigm Designer2** // Компоненты и технологии. 2007. № 12.

С.В. Трунов, студ.; рук-ли Е.А. Богатырев, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
П.А. Дюканов, инж. (ФГУП НПП «Пульсар»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО ТОКА ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Источники опорного тока (ИОТ) являются неотъемлемой частью современных интегральных операционных усилителей (ОУ). Классифицируют их по зависимости тока потребления $I_{\text{пот}}$ от температуры, при этом различают термоположительные, термоотрицательные и термонезависимые ИОТ [1]. Из рис. 1 следует, что такое деление ИОТ справедливо до определенных температур, выше которых все указанные ИОТ обладают эффектом резкого увеличения $I_{\text{пот}}$. Причина такого эффекта — автоколебания. Последствия — увеличение тока, отдаваемого в последующие каскады, которое может вызывать перегрев микросхемы и выход ее из строя.

Исследование показало, что возникновение автоколебаний связано с традиционным построением ИОТ на токовых зеркалах (ТЗ) Вильсона, имеющих выброс на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) в области верхних частот. Появление этих автоколебаний зависит от величины сопротивления эпитаксиальной области коллектора используемых *n-p-n*-транзисторов с вертикальной структурой.

В докладе сформулированы меры, направленные на исключение указанного эффекта: формирование емкостной коррекции внутри традиционного ИОТ, которая снижает выброс на АЧХ; использование вместо ТЗ Вильсона каскадного ТЗ, имеющего более гладкую АЧХ; применение *n-p-n*-транзисторов с минимальным сопротивлением эпитаксиальной области коллектора.

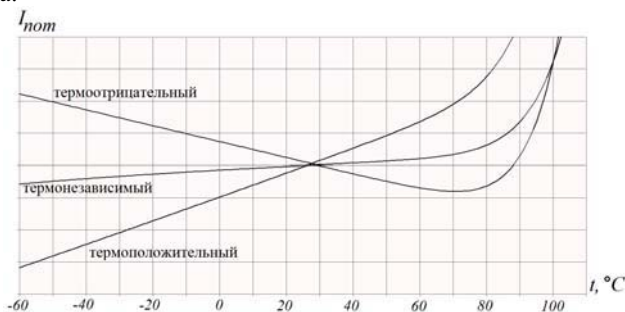


Рис. 1. Зависимость тока потребления ИОТ от температуры

Литература

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. М.: Додэка-XXI, 2008.

СПЕКТРАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОМ КОМПЛЕКСЕ «ПУЛЬСАР»

Радиолокационный программно-аппаратный измерительный комплекс «Пульсар» [1] является постоянно развивающимся инструментальным средством дистанционного мониторинга и анализа физиологических параметров человека. Одним из важных практических его применений является диагностика сердечной деятельности, например, динамики ритма сердца.

При обработке отраженного от человека радиосигнала искомая ритмограмма сердца вычисляется в соответствии с изменением фазы отраженного сигнала. Основные процедуры выделения пульсового компонента сигнала для построения достоверной ритмограммы проиллюстрированы на рис. 1.

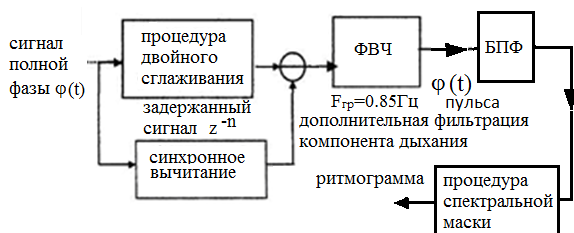


Рис. 1. Основные процедуры выделения пульсового компонента сигнала

В докладе рассматриваются способы и результаты реализации указанных на рис. 1 процедур. Основное внимание уделено способам спектральной обработки сигналов, в частности, с использованием финальной процедуры, основанной на методе спектральной маски [1, 2].

Апробация представленных в докладе процедур в модернизированном измерительном комплексе «Пульсар» подтвердила их эффективность.

Следует отметить, что итоговые результаты измерения выдаются на монитор в реальном масштабе времени с задержкой на одну секунду.

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
2. **Чжо Ту Тун.** Применение метода спектральной маски при обработке сигнала // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. XVIII МНТК студентов и аспирантов: Тез. докл. в 4-х т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012.

А.М. Шелестов, студ.; рук-ли Е.А. Богатырев, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»);
Г.П. Сурков, инж. (ФГУП НПП «Пульсар»)

АНАЛИЗ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

За последние годы значительно расширилась область применения интегральных операционных усилителей (ОУ). Одним из широко востребованных видов ОУ являются быстродействующие ОУ, имеющие широкую полосу усиления. Это связано с разработкой радиоэлектронной аппаратуры, использующей широкополосные сигналы. Потребность в таких ОУ с каждым годом непрерывно возрастает, но их разработка сопряжена с большими схемотехническими и технологическими трудностями.

Известно, что классическая структура построения ОУ не предполагает высоких показателей по быстродействию, так как его ограничение возникает уже во входном дифференциальном каскаде [1]. Для значительного повышения быстродействия требуется иное построение входных каскадов ОУ. Одно из известных эффективных схемотехнических решений входного дифференциального каскада по схеме «Quad-core» (англ.:

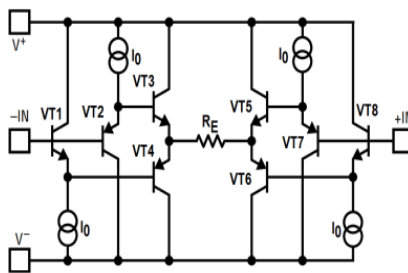


Рис. 1. Входной дифференциальный каскад по схеме «Quad-core»

четыре транзистора) представлено на рис. 1 [2]. Другим способом, применяющимся зачастую совместно с указанным выше, является использование более современных материалов и технологий при производстве интегральных микросхем (ИМС).

В докладе приведены результаты анализа схемотехники отечественного ОУ типа 1432УД2, принадлежащего к классу «Quad-core». В числе достоинств этого ОУ следует отметить высокое быстродействие (250 В/мкс) и малое время установления (50 нс). Основной недостаток заключается в неустойчивости при работе на емкостную нагрузку. Сформулированы рекомендации по улучшению характеристик такого ОУ: применение транзисторов с улучшенными частотными характеристиками, использование высокотехнологичных материалов при производстве ИМС.

Литература

1. **Богатырев Е.А.** Микроэлектронные аналоговые и аналого-дискретные устройства приема и обработки радиосигналов: учебное пособие для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
2. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. М.: Додэка-XXI, 2008.

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

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО ПРАКТИКУМА ПО КУРСУ «МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ НА ПЛИС»

В докладе приводятся результаты разработки лабораторного практикума для студентов радиотехнических специальностей, ориентированного на изучение особенностей моделирования цифровых устройств для дальнейшей реализации на ПЛИС [1].

В представленных лабораторных работах для моделирования цифровых устройств используются пакеты Matlab и Simulink фирмы «Math Works» [2]. Данные пакеты позволяют моделировать и производить расчеты сложных цифровых устройств, а также взаимодействовать с пакетами проектирования для ПЛИС [1].

Разработанный цикл лабораторных работ позволяет:

- рассмотреть возможности пакетов Matlab и Simulink по моделированию цифровых устройств;
- освоить принципы построения схем для моделирования в пакетах Matlab и Simulink;
- оценить влияние временных параметров на процесс моделирования;
- проводить моделирование часто встречающихся в цифровой обработке сигналов как простых элементов, таких как сумматоры, усилители, элементы задержки, так и блоков обработки сигналов — цифровых фильтров и ядер перемножителей-аккумуляторов;
- проектировать по заданным параметрам (частоты среза, частоты запаривания, полоса пропускания и т.д.) цифровые КИХ-фильтры [3].

Выполнимость заданий разработанных лабораторных работ проверена на конкретных примерах.

Разработанный лабораторный практикум подготовлен к внедрению в учебный процесс на кафедре РПУ НИУ «МЭИ» и обеспечивает возможность получения студентами практических навыков моделирования цифровых устройств для дальнейшей реализации на ПЛИС.

Литература

1. **Максфилд К.** Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007.
2. **MATLAB** в инженерных и научных расчетах / А.Ф. Дашенко, В.Х. Кириллов, Л.В. Коломиец, В.Ф. Оробей. Одесса: Астропринт, 2003.
3. **Васильев В.П., Муро Э.Л., Смольский С.М.** Основы теории и расчета цифровых фильтров. М.: Академия, 2007.

Секция 5

АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

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

Д.П. Бабурин, студ. рук. В.И. Гусевский, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СВЯЗАННОЙ ФОКУСИРОВКИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ТЕЛ С МАЛОЙ ЭПР

Рассматривается задача обнаружения препятствий с малой эффективной площадью рассеяния. Для этой цели предлагается использовать две различные антенные решетки с частотным сканированием. Для увеличения разрешающей способности в промежуточной зоне используется новый метод, основанный на принципе связанной фокусировки, поясняемом ниже.

Принцип действия антенной системы родственен методу бистатической локации в дальней зоне. Приемная и передающая антенны размещены на некоторое расстояние, что позволяет создавать меньше помех приемнику и использовать непрерывный сигнал. Эти антенны являются остронаправленными, они осуществляют сканирование пространства перемещающейся областью пересечения своих диаграмм направленности (ДН). Тем самым реализуется принцип связанной фокусировки поля в общую точку пространства. Когда в область связанной фокусировки попадает исследуемый объект (например, различного вида провода линий электропередач (ЛЭП)), возникает резкое увеличение уровня рассеиваемого и соответственно принимаемого сигнала. Дополнительное фазирование приемной и передающей антенн позволяет повысить в разы разрешающую способность.

В работе проводится анализ метода связанной фокусировки передающей и приемной антенных решеток. Исследуемый метод позволяет сужать диаграммы направленности антенных решеток и тем самым увеличивать разрешающую способность РЛС. Это в свою очередь позволит эффективно обнаруживать малоразмерные объекты на фоне подстилающей поверхности (земли), так как на поверхности земли образуются непересекающиеся зоны засветки от остронаправленных антенн, что позволяет снизить уровень мешающего отраженного от земли сигнала. Для оценки эффективности данного метода в работе рассматривается рассеяние электромагнитного поля тонкими проводами [1]. Оценка проводится путем сравнения характеристик электромагнитного поля в режиме фокусировки антенн и без нее.

Литература

1. **James R. Wait.** Electromagnetic radiation from cylindrical structures. Pergamon Press. 1978.

*А.В. Беднякова, Н.С. Селиванов, студенты;
рук. И.А. Кудрявцев, к.т.н., доц. (СГАУ, г. Самара)*

АТМОСФЕРНЫЙ ЗОНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

Развитие средств беспроводной передачи информации, включая различные виды космической связи, мобильную связь и т.п. требует анализа электромагнитной совместимости и состояния электромагнитного поля в атмосфере вблизи поверхности Земли.

Таким образом, главной целью работы является создание экспериментального образца атмосферного зонда для измерения интенсивности излучения диапазона СВЧ, как наиболее используемого в настоящее время.

К задачам, определенным в рамках разработки зонда, относятся:

- 1) измерение интенсивности;
- 2) определение ориентации зонда в пространстве;
- 3) определение положения зонда в пространстве;
- 4) определение высоты полета/падения зонда;
- 5) параллельные передача данных наземной станции по радиоканалу и их резервирование на борту зонда.

Для выполнения основного п. 1 был выбран детектор радиоизлучения с логарифмическим масштабom Analog Device AD8318: полоса пропускания 0,001÷8 ГГц, диапазон измерения входной мощности порядка $-55\div 5$ дБм.

В качестве антенны для детектора используется широкополосный вибратор с рефлектором [1].

Применение направленной антенны вызывает необходимость определять ориентацию зонда в пространстве, это п. 2. Для его удовлетворения предусмотрен 3-осевой магнитометр и акселерометр STMicroelectronics LSM302DLHC.

Модуль телеметрии telecontrolli RXQ2 433 МГц обеспечивает связь, по крайней мере, на расстоянии до 1,5 км прямой видимости между зондом и наземной станцией. RXQ2 обеспечивает пакетную передачу данных с проверкой контрольных сумм со скоростью до 34 800 бит/с.

Возможна комплектация зонда системой спасения, индивидуальной для каждого способа запуска.

Для обработки данных в реальном времени создается специальная программа.

Литература

1. **Родионов В.М.** Линии передач и антенны УКВ. – М.: Энергия, 1997. – 96 с.

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

СУММАТОР МОЩНОСТЕЙ НЕСКОЛЬКИХ ПЕРЕДАТЧИКОВ СВЧ

Одной из важных составных частей сложной антенной системы является делитель мощности, позволяющий суммировать сигналы от отдельных антенн, составляющих антенную решетку и соответственно распределять между ними сигнал передатчика. Такое устройство позволяет переключать большие мощности по нескольким каналам.

Устройство может быть применено, например, в радиолокационных станциях, построенных на основе многолучевой антенной решетки. При этом, как правило, диаграмму направленности решетки стремятся получать в виде системы остронаправленных лучей, равномерно заполняющих сканируемый сектор пространства. Переключая лучи с помощью электронного коммутатора, можно осуществлять амплитудный метод сканирования, при котором выбор того или иного положения ДН зависит от распределения амплитуд на входах антенной решетки. В качестве такого коммутатора и выступает наше устройство, которое представляет собой параллельную диаграммообразующую схему — 4-канальную матрицу Батлера [1, 2].

Помимо параллельной схемы существует также последовательная схема построения ДОС — матрица Бласса. Параллельная схема выгодно отличается от последовательной принципиальным отсутствием поглощающих элементов, а также гораздо меньшим числом направленных ответвлений.

В работе рассмотрены особенности построения СВЧ устройств радиолокационных станций, приведен обзор основных типов мостовых устройств в диапазоне СВЧ, описан принцип их работы [3]. Произведен последовательный расчет устройства всех составных частей устройства. Показан характер зависимости коэффициентов матрицы рассеяния и КСВ от частоты, представлены результаты моделирования.

Последний раздел посвящен рассмотрению метода фазирования применительно к разработанному устройству. Показано, как, управляя начальными фазами входных сигналов, можно изменять направление передачи мощности.

Литература

1. **Устройства СВЧ** / Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. – М.: Высшая школа, 1981.
2. **Альтман Дж.Л.** Устройства сверхвысоких частот. – М.: Мир, 1968.
3. **Клич С.М.** Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. – М.: Советское радио, 1973.

Ю.В. Булыгина, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОПТИМИЗАЦИЯ МОНОИМПУЛЬСНОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ С-ДИАПАЗОНА (3,4—3,7 ГГц)

Целью работы являлось электродинамическое моделирование и оптимизация моноимпульсного облучателя антенны в интересах исследования характеристик излучения в разностном канале и согласование устройства в С-диапазоне. Таким образом, необходимо было выполнить ряд задач:

1. Геометрически сконструировать облучатель таким образом, чтобы он излучал только разностную волну в диапазоне С (3,4—3,7 ГГц).
2. Определить частотную зависимость антенны.
3. Рассчитать микрополосковое согласующее устройство.

Первая задача решена путем такого подбора положения точки питания, при котором уровень паразитных поляризационных составляющих мал по отношению к уровню полезного сигнала. По этому же критерию выбраны размеры большого и малого диска щелевой антенны.

В результате электродинамического моделирования облучателя найдена дискретная частотная зависимость входного сопротивления, которая в дальнейшем проинтерполирована по методу Лагранжа.

Решение третьей задачи получено было тогда, когда на диаграмме Вольерта Смитта кривая сопротивлений огибала центр круговой номограммы и КСВ принимало допустимое значение. Для такого результата необходимо было выполнить конструкцию, состоящую из отрезка 50 Ом линии, четвертьволнового трансформатора, дополнительного отрезка 50 Ом линии и двух шлейфов. Такая система отвечала заданным требованиям, поэтому дальнейшим действием являлось установка данного устройства в конструкцию облучающей системы на расстояние точки питания, рассчитанного ранее.

Итак, в данной работе проведена оптимизация облучателя С-диапазона (3,4—3,7 ГГц). Рассчитаны диаграммы направленности проектированного облучателя. Рассчитано сопротивление возбуждаемого источника, проведено полное согласование устройства и получено оптимальное значение КСВ в заданной полосе частот. Значение КСВ не превосходило 1,25, что соответствует требованию поставленной задачи. Дальнейшей работой исследования является улучшение технических характеристик устройства, а именно, увеличение разности полезного и паразитного сигнала, а также исследование и оптимизация суммарного канала облучающей системы.

И.М. Владыкин, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

КАЛИБРОВКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

После вывода спутника на заданную орбиту необходимо проведение диагностики и калибровки его систем. Улучшение результатов начальной калибровки позволит повысить точность работы систем спутника в дальнейшем. Регулярное проведение данных операций позволит также выявить появление сбоев и ошибок в работе систем спутника.

В докладе рассмотрен случай калибровки систем космического базирования по наземной параболической антенне. Для решения данной задачи калибровки необходимо вычислить принимаемое поле в области фокуса наземной антенны. Вычисление поля проводится с помощью нестандартных векторов электромагнитного поля — векторов Римана — Зильберштейна (называемых также векторами Фарадея [1]). После ввода зависимости этих нестандартных векторов от векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} исходная система уравнений Максвелла, выраженная через новые векторы, распадается на два независимых уравнения. Далее производится естественный переход от сферического базиса к спиральному базису, что позволяет использовать известные D -функции Вигнера [2, 3], которые довольно просто выражают угловые зависимости сферических гармоник выше названных векторов в спиральном базисе.

Данный нестандартный подход позволит расширить и упростить решение такого вида задач. В частности, мы можем провести вычисление принимаемого поля в области фокуса в векторном приближении. И если при использовании стандартных методов формальные выкладки в векторном случае довольно громоздки, то для выше описанного подхода достаточно решить одно векторное уравнение с производными 1-го порядка. Также помимо практического интереса присутствует и теоретический интерес. Имеется в виду возможность использования в электродинамике, наряду с классическими векторами \mathbf{E} и \mathbf{H} , новых нестандартных векторов, а иногда, как в данном случае, «забытых» старых. Это позволит лучше понять математическую и физическую сущность уравнений Максвелла, и даст возможность применить в теории антенн другие методы, разработанные в математической физике.

Литература

1. **Коган Б.Л.** Применение векторов Фарадея в теории антенн. Журнал радиоэлектроники. 2008. №7.
2. **Виленкин Н.Я.** Специальные функции и теория представления групп. М.: Наука, ГРФМЛ, 1965.
3. **Варшалович Д.А., Варшалович Д.А., Москалев А.Н.** Квантовая теория углового момента. Л.: Наука, Ленингр. отд., 1975.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ВОЛНОВОДНОГО ПОЛЯРИЗАТОРА

Расширение круга задач, решаемых современной радиоэлектроникой, а также их усложнение стимулировали в последние десятилетия интенсивное развитие теории и техники антенн. В процессе развития антенн они усложнялись, появлялись принципиально новые их классы, расширялись выполняемые функции, и антенны зачастую превращались из простых взаимных устройств в сложные динамические системы, содержащие в большинстве случаев сотни, тысячи различных элементов.

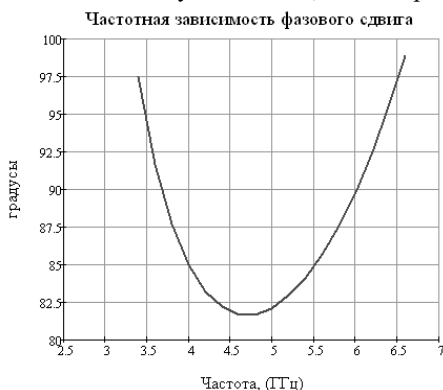


Рис. 1. Частотная зависимость фазового сдвига

получена характеристика зависимости фазового сдвига от частоты (рис. 1). Для данного варианта погрешность фазового сдвига составляет $8,9^\circ$, что соответствует уровню кроссполяризации 19 дБ и коэффициенту эллиптичности 0,86. Для современных антенн допустимыми значениями являются уровень кроссполяризации 25 дБ, коэффициент эллиптичности порядка 0,92. В связи с этим ведется дальнейшая работа по данной теме.

Литература

Коган Б.Л. Поляризационные характеристики антенн. – М.: Издательский дом МЭИ (в печати).

В работе рассматривается один из элементов антенно-волноводного тракта — поляризатор [1]. Данное устройство выполнено в виде отрезка прямоугольного волновода, в качестве замедляющей системы используется гребенка.

В процессе исследования было проведено электродинамическое моделирование 90-градусного широкополосного волноводного поляризатора в диапазоне частот 3,4—6,6 ГГц. В результате моделирования была

УСТРОЙСТВО ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ С КРУГОВЫМИ И ЛИНЕЙНЫМИ ОРТОГОНАЛЬНЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ

В настоящее время радиочастотные технологии внедряются практически во все области современной жизни, в результате чего, происходит существенное уплотнение радиочастотного спектра. Данная работа посвящена поляризационному методу уплотнения каналов на примере устройства поляризационной селекции сигналов с линейными и круговыми ортогональными поляризациями в диапазоне частот 3,4—4,2 ГГц (С-диапазон).

Представлен последовательный детальный анализ вопроса приёма сигналов ортогональных линейных и круговых поляризаций с последующей поляризационной селекцией каналов, рассмотрены аспекты, отражающие полноценность выбранных технических решений в зависимости от различных ситуаций взаимной поляризационной ориентации принимаемых сигналов и приёмной системы.

Изучены вопросы функционирования планарных квадратурных направленных ответвителей (НО) на связанных линиях. Основная практическая часть работы заключается в проектировании тандемного 3 дБ НО С-диапазона (3,4—4,2 ГГц) [1]. Параметры геометрии НО были предварительно рассчитаны на основе аналитических выражений [2]. Для уменьшения размерности задачи при расчете на ЭВМ вначале была рассчитана половина тандемного НО с одним участком связанных линий. Расчет S-параметров всего НО осуществлен с применением теории каскадного соединения многополюсников [3]. При этом расстояние между двумя участками связанных линий оптимизировано с целью обеспечения удовлетворительных характеристик во всем рабочем диапазоне частот.

Итогом данной работы стало представление оптимальной функциональной схемы устройства поляризационной селекции сигналов, а так же спроектированный тандемный направленный ответвитель, входящий в состав данного устройства, отвечающий поставленным требованиям и готовый к полной технической реализации.

Литература

1. **Веселов Г. И.** Микроэлектронные устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
2. **Ганстон М.А.Р.** Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий СВЧ. – М.: Связь, 1976.
3. **Саонов Д. М.** Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.

ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ С ПОКРЫТИЕМ

Известно, что при решении задачи возбуждения цилиндрических конструкций различными видами излучателей выражения для компонент электромагнитного поля имеют достаточно сложный вид, что значительно затрудняет анализ структуры поля и требует серьезных вычислительных и временных затрат [1]. Так, для решения задачи возбуждения цилиндра с покрытием, при определении коэффициентов разложения необходимо решить систему из $4m+2$ линейных уравнений с таким же числом неизвестных, где m — число слоев покрытия. Анализ коэффициентов, описывающих поля в покрытии и в свободном пространстве показывает, что из-за кривизны поверхности они определяются суперпозицией обеих поляризаций. Однако при увеличении радиуса кривизны получаемое решение должно сходиться к значениям, полученным в задаче падения плоской

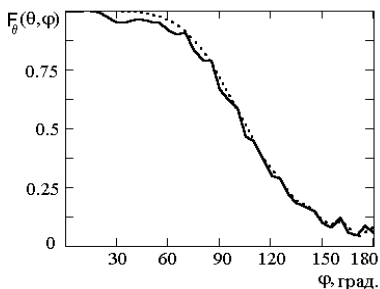


Рис. 1. Результаты исследований

где сплошной кривой показана диаграмма направленности излучателей, полученная при строгом решении, а штриховой линией — диаграмма, полученная с использованием упрощенных соотношений, по предлагаемому алгоритму. Результаты показали, что при определенных параметрах покрытия и с допустимой точностью, возможно использование упрощенных соотношений для определения коэффициентов разложения полей.

волны на плоскую границу раздела двух сред. При этом амплитуды гармоник будут определяться только продольной компонентой одного поля [2]. Следовательно, возможен переход при определении коэффициентов разложения к решению задачи преломления плоской волны на плоской границе раздела двух сред.

Результаты проведенных авторами исследований, представлены на рис. 1,

Литература

1. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 2000. — 559 с.
2. Габриэлян Д.Д., Звездина М.Ю., Харченко В.В. Влияние параметров магнитодielekтрического покрытия на излучение продольной щели на цилиндре // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2004. Т.7. №4.

Б.А. Имеева, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

В настоящее время есть много программ, предназначенных для автоматизации расчета диаграммы направленности двухзеркальных антенн. В докладе рассматриваются вопросы совершенствования одного варианта такой программы с целью увеличения точности интегрирования методом физической оптики и учета влияния затенения апертуры контррефлектора и опорными ногами. Программа написана на алгоритмическом языке программирования FORTRAN.

В двухзеркальной антенне излучатель направляет лучи на контррефлектор. Эти лучи, отражаясь от контррефлектора, попадают на основное зеркало. Точки попадания лучей на апертуру основного зеркала представляют собой нерегулярный набор точек. Этот нерегулярный набор точек и задает распределение поля на апертуре антенны.

Для нахождения диаграммы направленности антенны необходимо проинтегрировать функцию распределения поля по этой апертуре. Однако поскольку в данном случае функция распределения представляет собой нерегулярный набор точек, то невозможно просто проинтегрировать эту функцию. Для нахождения этого интеграла необходимо либо заменить интеграл суммой, либо провести триангуляцию набора точек и по этой триангуляции посчитать нужный нам интеграл. При использовании триангуляции точность вычисления гораздо выше, чем при простой замене интеграла суммой, поэтому в этом докладе рассмотрен именно вариант с триангуляцией.

Среди всех методов триангуляции выделяется и широко используется метод триангуляции Делоне [1], поскольку в этом методе в окружности, описывающей один каждый из треугольников, попадают только вершины этого треугольника и исключено попадание вершин других треугольников.

Так как интегрирование будет проводиться не по всей апертуре, а будут вырезаны области, соответствующие областям затенения, то простая триангуляция Делоне неприменима, поэтому рассмотрим триангуляцию Делоне с ограничениями.

Триангуляция Делоне с ограничениями — это триангуляция, у которой выполняется условие Делоне для двух любых смежных треугольников, не разделенных областями тени.

Литература

1. **Скворцов А.В.** Триангуляция Делоне и ее применение. Томск: Издательство Томского университета, 2002.

Р.С. Калёнов, асп; рук. Б.Л. Коган д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СОГЛАСОВАНИЕ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В основу построения современных радиосредств и систем связи, локации, пеленгации, радиоэлектронной борьбы, радиомониторинга, радиоконтроля и других технических приложений наиболее часто закладывается требование сверхширокополосности антенн.

В последние годы в антенной технике возникла необходимость создания антенных систем, обеспечивающих совместную работу различных радиосистем. Для совмещения различных функций радиосистем современная антенная система должна обеспечивать приемлемые характеристики направленности в широкой полосе частот. Совмещение излучателей различных диапазонов в одной антенной системе приводит к ухудшению характеристик направленности антенной системы, работающей в одном диапазоне, из-за взаимодействия излучателей этого диапазона с излучателями других диапазонов. Кроме того, этот подход приводит к увеличению стоимости и массогабаритных параметров антенной системы. Поэтому создание широкополосных излучателей является одним из наиболее важных направлений.

В данной работе численным электродинамическим методом выполнено моделирование и оптимизация широкополосной логопериодической антенны [1, 2]. Отдельные элементы антенны: логопериодическая структура, согласующее устройство, описанные своими S -параметрами, включаются в структуру так, что выполняется согласование антенны в широкой полосе частот. Предложен метод точного моделирования логопериодической антенны и согласующего устройства.

Литература

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
2. Петров Б.М., Костромитин Г.И., Горемыкин В.Е. Вибраторные логопериодические антенны. М.: Горячая линия – Телеком, 2005.

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

ФРЕНЕЛЕВСКИЕ АНТЕННЫ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ДИАГРАММАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ

Анализируется возможность создания нового класса антенн френелевского типа в ТГц-диапазоне волн. Френелевские антенны образуются с помощью сменных транспарантов. Управление диаграммой направленности (ДН) в ТГц-диапазоне волн достигается путем изменения площадей прозрачных и непрозрачных участков зон Френеля. Их расчет основан на методе апертурных ортогональных полиномов [1] и опирается на исходное нелинейное начальное фазовое распределение, определяемое взаимным расположением источника электромагнитных волн в ТГц-диапазоне и пространственным положением сменных транспарантов. Схема формирования ДН приведена на рис. 1.

Расчет необходимых парциальных фазовых сдвигов в отдельных зонах Френеля проводится на основе представления фазового распределения в пределах одной зоны отрезком ряда Фурье и выделения в ней усредненного фазового сдвига, отвечающего условию образования совокупного линейного фазового фронта на выходе всей линзы Френеля.

Приведены результаты численного моделирования.

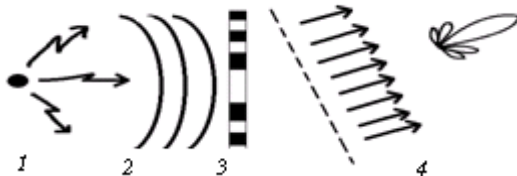


Рис. 1. Схема формирования ДН при использовании транспарантов френелевского типа:
1 — источник ТГц-диапазона волн; 2 — волновой фронт; 3 — транспарант; 4 — формирование ДН транспарантом, расположенным в зоне Френеля

Литература

1. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Гусевский В.И. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. — М.: Издательство САЙНС-ПРЕСС, 2005.

Д.С. Косоруков, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОНОИМПУЛЬСНОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ РАЗНОСТНОГО ТИПА ДИАПАЗОНА D2

Поставлена задача проектирования щелевой антенны моноимпульсного типа с разностной диаграммой направленности, работающей в диапазоне D2 (0,98—1,05 ГГц). Подавление паразитного суммарного излучения должно быть не менее 15 дБ. Выданы размеры аналогичной антенны, рассчитанной на диапазон частот D1. Полученную антенну необходимо согласовать с 50-омной коаксиальной линией.

Проектирование антенны и согласующего устройства весьма трудоемкая задача для компьютера. Поэтому задача разбивается на два основных этапа. Первый этап — это изменение размеров антенны для диапазона D1 в размеры для диапазона D2. Первоначальные размеры определены с учетом моделирования по размерам аналога. Проектирование должно обеспечить излучение разностного типа. Этому мешает паразитное излучение суммарного типа, которое необходимо подавить правильным выбором геометрических параметров. Для этого размер каждой детали антенны оптимизирован отдельно. Полученные результаты собраны в единую модель и проверены на уровень полезной и паразитной диаграмм. С помощью электродинамического моделирования найдена зависимость входного сопротивления от частоты.

Второй этап — это согласование разностной диаграммы с микрополосковой линией. Для этого построена отдельная модель согласующего устройства на микрополоске, входом которого является сопротивление антенны, а выходом 50-омный коаксиальный провод. Согласующее устройство строится посредством подключения короткозамкнутых емкостей и индуктивностей к микрополоску. Критерием согласованности является петля около единицы на круговой диаграмме сопротивлений и проводимостей Смита и требование к КСВ не более 1,3.

Цель работы — достигнута. Разница уровней суммарной и разностной диаграмм получена более 15 дБ посредством изменения размеров. Но при этом согласование получилось только при КСВ = 1,56. Это не лучший, но удовлетворительный результат. Ведется дальнейшая работа над проектом.

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Под задачей синтеза антенных решеток понимают выбор расположения элементов, формы и размеров излучателей, и нахождение амплитудно-фазового распределения (АФР) возбуждения в них по заданным требованиям к форме диаграммы направленности (ДН) [1]. В работе сравниваются два метода решения задачи синтеза ДН: метод интеграла Фурье и метод решения системы линейных уравнений. В первом методе требуемая ДН — непрерывная функция, заданная на всем интервале углов наблюдения (области видимости), а во втором методе — ДН задается дискретно в ряде выбранных угловых направлений (в точках привязки). В докладе задача синтеза ДН решается в применении к трем видам антенных решеток: линейной, плоской регулярной, и плоской разреженной. Приводятся необходимые расчетные алгоритмы.

С помощью метода интеграла Фурье удастся получить вместо точного решения наилучшее среднеквадратическое приближение к заданной ДН при минимально возможном коэффициенте реактивности. Из проведенных расчетов следует, что метод интеграла Фурье хорошо подходит только для линейных и плоских регулярных антенных решеток. Однако при разреженной апертуре антенной решетки доля полной мощности, приходящейся только на главный лепесток ДН, оказывается сниженной по сравнению с мощностью излучения через главный лепесток плотной регулярной решетки. Мощность излучения, не вошедшая в главный лепесток ДН разреженной апертуры, оказывается распределенной по равномерному фону бокового излучения. Уменьшить уровень бокового излучения, при сохранении формы главного лепестка ДН, при использовании метода интеграла Фурье для разреженной антенной решетки, не удастся. Но метод ведет к очень устойчивым распределениям возбуждения, легко реализуемым на практике.

Достоинством второго метода решения задачи синтеза, в отличие от метода интеграла Фурье, является то, что удастся синтезировать ДН, близкую к заданной при любой форме апертуры антенной решетки. Но в то же время, основным недостатком второго метода, который делает его мало-пригодным для практического использования, является некоторая неустойчивость получаемых решений даже при незначительных ошибках АФР.

Литература

1. **Сазонов Д.М.** Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1988.

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

ИССЛЕДОВАНИЕ СКАНИРУЮЩИХ СВОЙСТВ ДИАФРАГМИРУЕМЫХ АНТЕННЫХ РАСКРЫВОВ С ИСХОДНЫМ НЕЛИНЕЙНЫМ ФАЗОВЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ

Предложен новый способ построения сканирующих антенн в КВЧ и ТГц диапазонах волн, основанный на частичном диафрагмировании антенного раскрыва с начальным нелинейным фазовым распределением.

Метод основан на известном факте теории антенн о зависимости главного луча диаграммы направленности антенны от амплитудных искажений при нелинейном начальном фазовом распределении [1].

Расчет диаграммы направленности зеркальных антенн проводится методом физической оптики с одновременной оценкой степени снижения коэффициента использования поверхности в зависимости от размеров сектора сканирования.

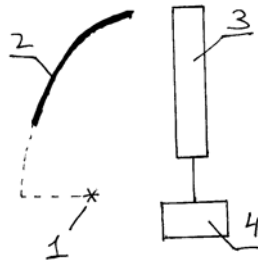
Расчет угловой ориентации луча антенны осуществляется с использованием метода апертурных ортогональных полиномов [1].

Предложен вариант конструктивного выполнения механического сканирующего устройства на основе эксцентричной регулируемой диафрагмы, устанавливаемой в выходном раскрыве офсетного зеркала (рис. 1).

Приведены результаты численного моделирования.

Рис. 1. Пример выполнения сканирующего устройства:

- 1 – источник ТГц-диапазона;
- 2 – рефлектор офсетного типа;
- 3 – диафрагма;
- 4 – устройство управления диафрагмой



Литература

1. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Гусевский В.И. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. — М.: Издательство САЙНС-ПРЕСС, 2005.

И.Г. Лупина, студ.; рук. Б.Л. Коган, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СОЗДАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПОЛОСКОВОГО СИММЕТРИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Направленные ответвители образуют обширный класс базовых элементов, широко используемых как при построении разветвленных трактов СВЧ, так и в различных измерительных устройствах.

В данной работе рассматривается 3 дБ-направленный ответвитель на связанных передающих линиях, лежащих в разных плоскостях, с волной T , работающий в широкой полосе частот (0,96—2,4 ГГц). При проектировании такого направленного ответвителя с входными сопротивлениями по 50 Ом мы не смогли получить большие связи между линиями, так как средний слой стандартного диэлектрика оказался очень толстым. Неоднородные связанные линии мы реализуем в виде ступенчатых. Большие неоднородности и нужная при этом большая связь между линиями, возникают из-за требуемой широкополосности устройства. Чтобы реализовать данный направленный ответвитель на этом стандартном диэлектрике, мы увеличиваем ширину линий, а этого можем достичь путем уменьшения входных сопротивлений до 11 Ом. При выполнении данной работы была предложена методика расчета такого направленного ответвителя.

Практическое использование ступенчатых направленных ответвителей показало, что они обладают некоторыми недостатками, а именно:

а) наличием различных типов сосредоточенных неоднородностей в местах соединения отрезков связанных линий передачи с различными коэффициентами связи;

б) большими диапазонами изменения коэффициентов связи.

Для устранения таких неоднородностей приходится увеличивать количество ступеней направленного ответвителя [1]. Из-за этого величины разрывов уменьшаются, но в некоторой мере увеличивается сложность расчетов.

Литература

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи. – М.: Связь, 1972.

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

МЕТОДИКА РАСЧЕТА НАЗЕМНОЙ СЛАБОНАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕЙ ОТСЕЧКУ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Одним из способов повышения точности позиционирования наземных объектов по спутниковым навигационным системам является уменьшение влияния сигналов, отраженных от земной поверхности. В рассматриваемой задаче антенна представляет собой тело вращения с заданным распределением поверхностного импеданса вдоль образующей тела. Антенна возбуждается источниками, находящимися на оси тела вращения. В качестве источников возбуждения предлагаются рассмотреть элементарные вибраторы с различной ориентацией относительно оси вращения. Путем вариации формы поверхности тела вращения и закона изменения импеданса необходимо оптимизировать диаграмму направленности антенны таким образом, чтобы уменьшить уровень диаграммы направленности в нижней полусфере.

Предлагаемая методика базируется на составлении и решении интегрального уравнения для поверхностных токов на импедансном теле вращения [1]. Далее проводится расчет диаграммы направленности антенны при заданном распределении токов с учетом поля источников возбуждения.

К ключевым моментам методики относятся разложение искомым и сторонних токов в ряды Фурье по азимутальной координате, вытекающее отсюда сведение интегральных уравнений к одномерным наряду с усложнением функции Грина, выбор численного способа решения интегральных уравнений и, наконец, оптимизация антенны, путем вариации формы тела вращения и его поверхностного импеданса при заданных требованиях к диаграмме направленности. При этом отдельно должен быть рассмотрен вопрос реализации поверхностного импеданса.

Литература

1. **Васильев Е.Н.** Возбуждение тел вращения. М.: Радио и связь, 1987. – 272 с.

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

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА РЛС ДЛЯ ЦЕЛИ ТИПА МОРСКОГО ЛЬДА

Целью данной работы являлось усовершенствование предложенной ранее методики расчета энергетического потенциала РЛС. В качестве исходной была взята методика расчета энергетического потенциала судовой импульсной РЛС [1]. Указанная методика была улучшена для более полного соответствия известным результатам наблюдения и моделирования работы РЛС по целям типа морского льда [2].

Помимо рассеяния на льдах, необходимо учитывать множество факторов, влияющих на энергетический потенциал РЛС [3]: параметры РЛС, поглощение электромагнитных волн (ЭМВ) в атмосфере и гидрометеорах, обратное рассеяние ЭМВ на гидрометеорах, рассеяние на морском волнении, брызгах и в гидрометеорах, рефракцию ЭМВ вблизи морской поверхности, сферичность поверхности моря, интерференцию ЭМВ при отражении от взволнованной морской поверхности. Поскольку гидрометеоры, морская поверхность, льды представляют собой распределенные рассеиватели, необходимо учитывать изменение их характеристик в пространстве — времени при распространении ЭМВ.

Учет рассеяния ЭМВ рассмотрен на двух моделях — для случая гладкой морской поверхности (при выполнении критерия Релея) и для случая свободного пространства с частичным переотражением от морской поверхности, а также на их комбинации. Данная методика пригодна для описания работы радиолокатора при использовании как простого одиночного импульса, так и сложных фазоманипулированных сигналов, учитывая их вклад в увеличение отношения сигнал—шум на выходе приемника.

Литература

1. **Красюк Н.П., Коблов В.П., Красюк В.Н.** Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. — М.: Радио и связь, 1988.
2. **C-CORE Report R-07-044-546 v3.0**, Ice Radar Processor for Prince William Sound – Summary of Configuration and Benefits, December 2007.
3. **Оценка** энергетического потенциала РЛС для обнаружения морских льдов с буровых платформ в Арктике // V Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь», 21—25 ноября 2011 г., Москва, доклады, издание ИРЭ им. В.А. Котельникова / А.И. Баскаков, В.В. Егоров, М.В. Исаков и др. — М., 2011. С. 300—305.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЦ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ И ДАЛЬНЕЙ ЗОН НА ПРИМЕРЕ ЛИНЕЙНОГО ВИБРАТОРА

Понятия дальней, ближней и промежуточной зон относятся к фундаментальным понятиям теории антенн. Тем не менее не удается дать единого универсального определения этих зон для антенн произвольной конфигурации. Проследить переход от дальней к промежуточной зоне при произвольных размерах антенны относительно длины волны можно на примере тонкого линейного вибратора, для которого известно аналитическое представление поля, справедливое на расстояниях, больших по сравнению с диаметром вибратора [1].

Поводом к изучению этого вопроса послужила экспериментальная работа [2], в которой, на основе измерения распределения поля на различных расстояниях R от вибратора конечной длины L , утверждается, что известная оценка ближней, промежуточной и дальней зон вибратора Герца ($L \ll \lambda$) неверна. В [2] утверждается, что вибратор малой длины излучает цилиндрическую волну, а приближение сферической волны (соответствующее дальней зоне) не согласуется с экспериментом на расстояниях выше длины волны, больших по сравнению с длиной вибратора. Для прояснения этого вопроса было проведено численное исследование распределения электрического поля в плоскости, перпендикулярной оси симметричного вибратора и проходящей через его центр, при исходных данных [2]. Показано, что аналитическое решение [1] согласуется как с экспериментом [2] на расстояниях от длины вибратора до двух длин волн, так и с приближением дальней зоны, начиная с расстояний порядка длины волны. Приближение цилиндрической волны работает на расстояниях порядка длины вибратора. Причиной необоснованного вывода [2] явилось то, что сравнение эксперимента с приближениями сферической и цилиндрической волн было проведено в [2] путем привязки обоих приближений к экспериментальным данным на расстоянии, равном длине вибратора. Однако приближение сферической волны следовало сопоставлять с экспериментом, выбрав нормировку в дальней зоне, где это приближение работает.

Литература

1. Марков Г.Т., Сазонов М.Д. Антенны. — М.: Энергия, 1975.
2. Харченко К.П., Сухарев В.Н. Электромагнитная волна. Лучистая энергия-поток реальных фотонов. — М.: Комкнига, 2005.

*Е.В. Садовская, А.А. Валайтите, студенты;
рук. Т.Я. Шевгунов, к.т.н. (МАИ, Москва)*

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВЕКТОРНОЙ АППРОКСИМАЦИИ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛЕЙ МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ

Численное моделирование является эффективным подходом при проектировании широкополосных микроволновых компонентов, обладающих требуемыми частотно-избирательными свойствами. Преимуществом этого подхода является высокая точность получаемых характеристик, однако его программная реализация требует значительных вычислительных ресурсов, а получаемые результаты нуждаются в интерпретации, проясняющей смысл происходящих физических явлений. Одним из путей преодоления указанных проблем является использование компактных моделей, представляющих передаточные функции микроволновых устройств [1].

В настоящей работе используются полные модели передаточной функции, для синтеза которых авторами предложен последовательный алгоритм: моделирование устройства, формирование частотных характеристик устройства, параметрическая идентификация, верификация передаточной функции. Для решения задачи параметрической идентификации микроволновых устройств в настоящей работе предложено использовать метод векторной аппроксимации [2].

Метод векторной аппроксимации заключается в сведении нелинейной задачи оценки параметров системной функции к итерационной линейной задаче, решаемой в среднеквадратическом смысле. Каждая итерация данного метода осуществляется в два этапа, каждый из которых выполняется с известными полюсами. Первый этап состоит в уточнении положения полюсов, а второй — в оценке всех остальных параметров модели. На некотором шаге итерации будет получен набор полюсов, подходящий для аппроксимации частотной характеристики с требуемой точностью.

В экспериментальной части работы выполнено построение полной модели для передаточной функции двухпортового микрополоскового фильтра, рассчитанного в полосе от 5 до 15 ГГц с шагом 50 МГц. Результат моделирования показал, что полюсная модель восьмого порядка позволяет с высокой точностью описать его частотную характеристику.

Литература

1. **Шевгунов Т.Я.** Параметрическая идентификация сверхширокополосных микроволновых устройств. Монография. Изд-во: LAP Lambert Academic Publishing, Саарбрюккен, Германия, 2011.

2. **Шевгунов Т.Я.** Применение метода векторной аппроксимации в задачах параметрической идентификации линейных радиотехнических устройств // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. Муром, 2011. №4. С. 45–49.

С.А. Соловьев, студ.; рук. В.И. Гусевский, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОПТИМИЗАЦИЯ ФАЗОВЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ В АНТЕННАХ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА КНД

Исследуется проблема оптимизации антенн бегущей волны [1, 2] с использованием метода апертурных ортогональных полиномов [3]. На примере решения задачи возбуждения стержневой диэлектрической антенны ставится задача повышения КНД и снижения уровня бокового излучения путем создания специальной модулированной структуры диэлектрического стержня в осевом направлении. Необходимый закон фазового распределения создается набором фазовых гармоник различных порядков, амплитуды которых определяются значениями коэффициентов Фурье. Опорные амплитудные и фазовые распределения, соответствующие невозмущенной диэлектрической структуре, рассчитываются с помощью специальных программ для трехмерного электромагнитного моделирования.

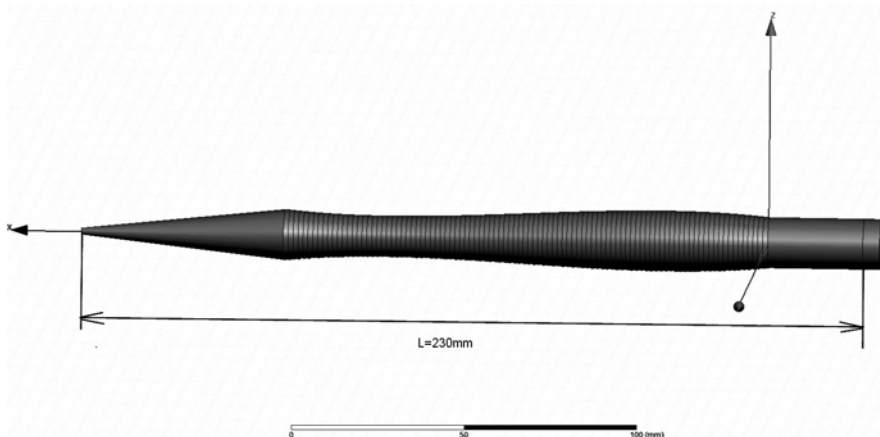


Рис. 1. Эскиз диэлектрической антенны с модулированной поверхностью

Литература

1. Уолтер К. Антенны бегущей волны. — М.: Энергия, 1970.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высшая школа, 1988.
3. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Гусевский В.И. Конструктивные методы аппроксимации в теории антенн. — М.: Сайнс-пресс, 2005.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

В [1, 2] сообщалось о наблюдении движения электромагнитных полей в ближней зоне антенн со сверхсветовой скоростью. В [1] обсуждаются квазигармонические процессы, а эксперименты [2] относятся к сверхкоротким импульсам. Теоретический анализ движения полей в ближней зоне диполя при гармоническом и квазигармоническом возбуждении проводился в [3].

В данной работе изучаются мгновенные скорости движения нулей и экстремумов компонент электрического, магнитного полей и вектора Пойнтинга при импульсном возбуждении электрического диполя. Особенностью работы является возможность исследования эволюции полей для источников с произвольными временными зависимостями заряда и тока. Метод анализа одинаков в применении к гармоническим и импульсным полям.

На основе выражений для компонент полей электрического диполя введены формулы для траекторий движения нулей и экстремумов электрического, магнитного полей и вектора Пойнтинга. Проведены расчеты траекторий и скоростей движения нулей и экстремумов электрического, магнитного полей и вектора Пойнтинга электрического диполя для импульса конечной длительности с небольшим числом колебаний функции плотности заряда, непрерывной вместе с двумя производными на конечном интервале времени, обращаемой в нуль вместе с первой и второй производными. Показано, что эволюция нулей и экстремумов компонент полей и вектора Пойнтинга имеет более сложный характер, чем в случае гармонического режима. Локальные экстремумы полей и вектора Пойнтинга могут двигаться со скоростями больше скорости света в вакууме, но не могут обогнать фронты импульсов. На основании полученных результатов и проведенного анализа можно качественно объяснить результаты экспериментов в [2].

Литература

1. **Walker W.** Lanl. arXiv/physics/0009023
2. **Missevitch O.V., Kholmetskii A.L., Smirnov-Rueda R.** J. Appl.Phys., 101(2007) 023532, J.Appl.Phys., 102(2007) 013529, EPL, 93(2011) 64004.
3. **Walker W.** In "Lorentz Group, CPT and Neutrinos", ed. by A. Chubucalo a.o. World Scientific. Singapore, 2000. P. 327.

А.Д. Чивилев, асп.; рук-ли Ю.В. Кандырин, к.т.н., проф.;
Ю.Н. Бугаев, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВЫБОР ПРИВОДА ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ФАКТОРОВ

Точность установки в пространстве направленности зеркальных антенных устройств (АУ) является одной из ее важнейших характеристик, которая во многом зависит от механической части конструкции антенны. Оптимизация построения системы механического привода современных АУ может быть осуществлена на основе многовариантного синтеза с последующим выбором оптимального варианта структурно-параметрического построения, при котором обеспечивается наибольшая эффективность системы в принятом смысле [1].

Целью данной работы является разработка метода анализа и выбора наиболее целесообразного способа передачи механической энергии в АУ по принятой совокупности ПК с учетом дестабилизирующих факторов. Приводятся сравнительные характеристики различных методов и конструктивных решений. В результате исследования разработана методика и автоматизированные инструментальные средства оценки и выбора проектных решений конструкций привода АУ по адаптивным критериям. На рис. 1 представлена блок-схема взаимосвязей и воздействия дестабилизирующих факторов на АУ.

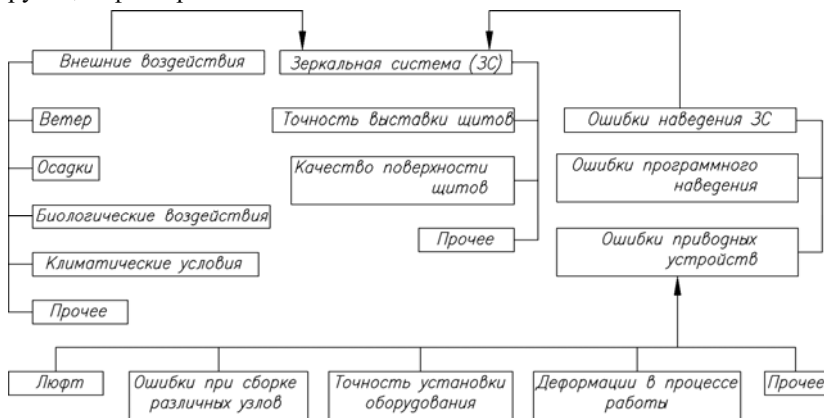


Рис. 1. Блок-схема взаимосвязей и воздействия дестабилизирующих факторов на АУ

Литература

1. Кандырин Ю.В., Чивилев А.Д. Методика автоматизированного многокритериального выбора механического привода зеркальных антенн // Известия ВолгГТУ. Волгоград, 2012. № 10(97). Вып. 14. — С. 84—91.

А.Д. Чивилев, асп.; рук-ли Ю.В. Кандырин, к.т.н., проф.;
Ю.Н. Бугаев, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВИНТОВЫХ ПЕРЕДАЧ ПРИВОДОВ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

Оптимизация построения системы механического привода в целом может быть осуществлена на основе многовариантного синтеза с последующим выбором оптимального варианта структурно-параметрического построения, при котором обеспечивается наибольшая эффективность системы в принятом смысле [1].

Одним из наиболее часто применяемых типов приводов является механическая передача винт-гайка, применяемая для антенн с ограниченным сектором наведения.

Расчет данного типа передачи имеет множество варьируемых характеристик оказывающих влияние на окончательный вид конструкции привода. Целесообразным является анализ воздействия внешних характеристик и их систематизация с последующим расчетом для выбора оптимальных вариантов исполнения механической передачи винт-гайка [2].

Целью данной работы является разработка автоматизированных инструментальных средств оценки и выбора проектных решений для механических передач типа «винт-гайка» зеркальных антенн по совокупности показателей качества. Для этого проводится анализ и систематизация внешних характеристик передачи винт—гайка в АУ. Исследуются сравнительные характеристики различных конструктивных решений и методов их анализа. Указаны пути создания базы данных для известных прототипов и программных продуктов многокритериального выбора структур при вариации их параметров.

Результатом работы является разработанный алгоритм многовариантного расчета винтовой передачи с последующим выбором оптимального решения по адаптивным неметрическим критериям с нарастающей силой. Показаны пути автоматизации предварительных расчетов приводных механизмов.

Литература

1. **Кандырин Ю.В., Чивилев А.Д.** Методика автоматизированного многокритериального выбора механического привода зеркальных антенн // Известия. ВолгГТУ. Волгоград, 2012. № 10(97). Вып. 14.— С. 84—91.
2. **Чивилев А.Д.,** Алгоритм расчета торсионного люфтовывибирателя для механического привода зеркальных антенн // Известия. ВолгГТУ». Волгоград, 2012. № 10(97). Вып. 14.— С. 41—47.

МАТРИЦА БАТЛЕРА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ ЛУЧА В ОДНОЙ ПЛОСКОСТИ ВОСЬМИЭЛЕМЕНТНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ

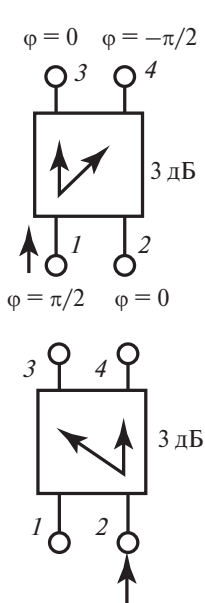


Рис. 1. Направленный ответвитель

В настоящее время существует необходимость качания луча ДН для осуществления сканирования, автосопровождения и др. Существует вариант антенны с несколькими независимыми входами, каждому из которых соответствует своя диаграмма направленности. Проходной многополюсник, применяемый для питания такой антенны, носит название диаграммообразующей схемы. Данная работа посвящена одной из таких схем — параллельной также называемой матрицей Батлера [1, 2]. Преимуществом такой схемы перед механическим поворотом антенны является сравнительная простота управления, скорость перенацеливания луча, стоимость. Недостатком является дискретность положения луча в плоскости сканирования.

Первым важным элементом матрицы Батлера являются мостовые устройства 3 дБ. В каждом мосте мощность с любого нижнего входа распределяется поровну между верхними входами, причем распределение фазовых задержек составляет 0 и $-\pi/2$ рад для левого входа и $-\pi/2$ и 0 для правого (рис. 1).

Второй элемент — фиксированный фазовращатель.

Такая схема позволяет получить линейные распределения фаз возбуждения на излучателях.

Принято решение разработать схему, используя элементы с сосредоточенными параметрами. Такая реализация имеет свои преимущества, главным из которых является размер устройства, ведь оно работает в дециметровом диапазоне.

Литература

1. Марков Г. Т., Сазонов Д. М.. Антенны. М.: Энергия, 1975.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.

Секция 6

РАДИОЛОКАЦИЯ И ТЕЛЕВИДЕНИЕ

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

Секретарь секции — к.т.н., ст. преп. Б. Одсурэн

В.С. Баннов, студ.; рук. А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ И ИДЕНТИФИКАЦИИ В ЗАДАЧАХ ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ

В настоящее время вейвлет-преобразование (ВП) широко применяется для решения различных прикладных задач: распознавания образов, при обработке и синтезе различных нестационарных сигналов и изображений, и во многих других случаях. За относительно короткое время существования теории ВП на её основе сформировался развитый математический аппарат [1].

ВП как средство многомасштабного анализа, позволяет выделять одновременно как медленноменяющиеся, так и короткоживущие высокочастотные составляющие исследуемого сигнала. Такое свойство обладает существенным преимуществом в задачах обработки сигнала по сравнению с оконным преобразованием Фурье. Это особенно проявляется в тех задачах, где, варьируя ширину окна, приходится выбирать масштаб составляющих, которые необходимо выделить в сигнале [2]. Существенным свойством ВП является возможность получения дополнительной информации с разными масштабами по времени и разрешению исследуемого сигнала, что повышает достоверность выявления его особенностей [3].

Задача распознавания и идентификации в лазерной диагностике обусловлена наличием огромного числа сингулярностей в снимаемых спектрах лазерно-индуцированной флуоресценции (ЛИФ) и комбинационного рассеяния (КР), которые могут быть потеряны при применении других видов анализа. Эти особенности спектров характеризуют природу вещества, и потеря этой информации недопустима [4]. В докладе представлена попытка внедрения ВП при обработке результатов, получаемых при лазерной диагностике.

Литература

1. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005.
2. Короновский А.А., Храмов А.Е. Непрерывный вейвлетный анализ и его приложения. М.: Физматлит, 2003.
3. Приезжев А.В., Тучин В.В., Шубочкин Л.П. Лазерная диагностика в биологии и медицине. М.: Наука, 1989.
4. Брюховецкий А.П., Бугаев Ю.Н., Суетенко А.В. Распознавание образов и сцен при лазерном дистанционном зондировании объектов органического и биологического происхождения // Труды 16 Межд. научн. конф. Лазерно-информационные технологии в биологии, медицине и геологии. Новороссийск, 2008.

И.Н. Валяев, асп.; рук. Т.С. Жутяева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ МНОГОАНТЕННОГО МАЛОБАЗОВОГО КОРРЕЛЯЦИОННО-ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ЦЕЛЮ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ КООРДИНАТ МАЛОРАЗМЕРНЫХ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

В результате запусков и функционирования различных космических аппаратов в космосе накапливается огромное количество отработавших свой ресурс спутников, ракет, маневровых ступеней и прочих объектов, составляющих космический мусор (КМ). Наземные радиолокационные системы могут обнаруживать только те объекты, диаметр которых на высоте до 2000 км составляет не менее нескольких сантиметров, все остальные объекты находятся вне зоны контроля [1].

В докладе рассматривается возможность обеспечения обнаружения и оценки координат малоразмерных космических объектов путем включения в состав корреляционно-фазового пеленгатора (КФП) дополнительной антенны с большим диаметром раскрыва [2].

При малых входных отношениях с/ш использование сигнала антенны ТНА-1500 дает значительное увеличение выходного отношения с/ш, так при $q_{вх1} = 10^{-4}$ $q_{вых} \approx 10^{-3}$, а при использовании сигнала ТНА-1500 $q_{вых} \approx 100$, т.е. выходное отношение с/ш увеличилось почти в 10^5 . При выходном отношении сигнал/шум $q_{вых} \approx 10^{-1}$ ошибка составляет $\sigma_{\text{cose}} \approx 2$ мин, а при $q_{вых} \approx 91$ ошибка определения КНУ составляет $\sigma_{\text{cose}} = 4$ с. Соответственно ошибка определения КНУ уменьшилась на 2 порядка.

В результате изучения возможностей и характеристик функционирующих КФП можно заключить, что включение в его состав дополнительной антенны с большим диаметром раскрыва представляет собой мощный инструмент для организации орбитально-частотного мониторинга, в том числе и для задач локализации КМ и получения его координатной информации, что доказывает высокую актуальность модернизации функционирующих КФП.

Литература

1. **Чеботарев А.С., Махненко Ю.Ю., Турлов З.Н.** Мониторинг космических аппаратов на основе применения корреляционно-фазовых пеленгаторов. М.: Физико-математическая литература, 2011. — 120 с.
2. **Винокуров В.И., Ваккер Р.А.** Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М.: Советское Радио, 1972. — 215 с.

*П.А. Голобородько, соиск., А.М. Казаков, магистр;
рук. О.В. Чернояров, д.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

ЭФФЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ РАЗЛИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ В БАЗИСАХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛИНОМОВ

Современные системы обработки графической и мультимедийной информации (наблюдения за различными объектами, дистанционного мониторинга, управления и наведения и пр.) должны решать задачу оперативного анализа сложных динамических изображений и передачи информационных потоков различного вида. Во всех этих информационных структурах присутствуют процедуры сжатия сигналов, их восстановления, обнаружения, измерения параметров, распознавания и т.д. В ряде работ [1] и др. показано, что для решения многих указанных выше задач эффективным является применение преобразования исходного изображения по базисам ортогональных полиномов или связанных с ними функций.

В докладе рассматривается возможность различения преобразованных таким образом изображений с помощью метода максимального правдоподобия. Показано, что в этом случае при синтезе алгоритмов различения изображений весьма эффективным оказывается их представление в виде набора коэффициентов обобщенного спектра, являющихся коэффициентами разложения исходного изображения в ряд по соответствующему ортогональному базису. Данное представление позволяет получить достаточно простые практически реализуемые решающие правила проверки гипотез о принимаемых изображениях на фоне помех.

Для определения качества работы синтезированных максимально-правдоподобных алгоритмов различения найдены замкнутые аналитические выражения для вероятностей ошибок первого и второго рода. Показано, что для сильно коррелированных сигналов и изображений использование в алгоритме различения конечного числа коэффициентов разложения (мод) принятых сигналов/изображений может обеспечивать меньшие потери в качестве различения по сравнению со случаем различения полных сигналов/изображений. Неполный прием полезного сигнала из-за ограничений в модовом составе опорного сигнала, вообще говоря, проигрывает оптимальному приему. Однако модовое ограничение в опорном сигнале энергетически более выгодно (за счет уменьшения не только энергии полезного сигнала, но и шума на выходе приемника), чем соответствующее ограничение в принятом сигнале.

Литература

1. Чернояров О.В., Брезнан М., Голобородько П.А. Сравнительный анализ оптимальных оценок параметра сдвига изображений в синхронном и асинхронном базисах ортогональных функций // Вестник МЭИ. 2012. № 3. С. 103—109.

ОБОСНОВАНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РЕАЛИЗАЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА РАМАН-СПЕКТРОСКОПИИ В РАМКАХ СТЕНДА ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ

Лазерная диагностика, использующая бесконтактные способы обнаружения и распознавания, требует привлечения чувствительных методов. Рассмотренный в [1] аппаратно-программный комплекс лазерной диагностики базируется на трех измерительных каналах, одним из которых является канал Раман-спектроскопии (спектроскопии комбинационного рассеяния). Спектры комбинационного рассеяния (КР) обладают высокой чувствительностью к структурным отличиям даже «родственных» органических веществ. Особенностью метода Раман-спектроскопии является необходимость обеспечения многократной монохроматизации [2].

Рассмотренный в докладе канал Раман-спектроскопии реализован в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1. В качестве источника возбуждения КР спектров выбран непрерывный полупроводниковый лазер с диодной накачкой. Использование плоскопараллельной пластины и кюветы с исследуемым органическим образцом позволяет упростить процесс юстировки канала. Фильтр обеспечивает коэффициент подавления лазерного излучения $1 \cdot 10^6$ в узкой спектральной полосе, соответствующей возбуждающей длине волны.

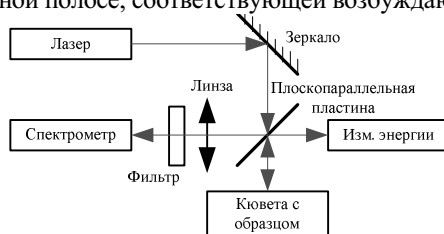


Рис. 1. Структурная схема канала Раман-спектроскопии

Реализация измерительного канала Раман-спектроскопии в рамках аппаратно-программного комплекса лазерной диагностики позволяет достичь высокого спектрального разрешения и чувствительности, и тем самым избежать неоднозначности идентификации.

Литература

1. Григорьев Д.Е., Брюховецкий А.П. Разработка аппаратно-программного комплекса для исследования качественных и временных изменений в молекулярных объектах и патологий в биологических тканях: Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. 18 Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов // Тез. докл. В 4 т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. 154 с.
2. Приезжев А.В., Тучин В.В., Шубочкин Л.П. Лазерная диагностика в биологии и медицине. — М.: Наука, 1989.

А.Ю. Гурьянов, студ.; рук-ли А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц.;
В.В. Крутских, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ СОСТОЯНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НА СТЕНДЕ ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ

Бесконтактная диагностика объектов органического происхождения является одним из наиболее перспективных направлений развития медицины. Применение лазеров в этой области позволит получить достоверную информацию об объекте и его молекулярном составе. Наиболее точными являются методы лазерно-индуцированной флуоресценции (ЛИФ) и комбинационного рассеяния (КР) [1]. Благодаря этим методам, можно зарегистрировать уникальный отклик тестируемого образца на лазерное возбуждение, зависящий от его физико-химических свойств.

Исследование проводится на стенде лазерной диагностики, программное обеспечение (ПО) которого состоит из двух частей: ПО сбора данных и ПО обработки данных. В докладе представлена разработка ПО обработки данных.

Лазерное излучение позволяет получить такие данные, как спектры ЛИФ и КР исследуемого объекта и время жизни молекул. Эти данные регистрируются по трем независимым каналам и передаются в программу обработки данных. Производится фильтрация данных от шумов и извлекается полезная информация (координаты максимумов, их количество и т.д.).

Далее производится сохранение полученной информации в базу данных. Накопленные таким образом статистические данные позволяют однозначно определить исследуемое вещество. Для этого программой составляется «вектор» исследуемого образца и сравнивается с «векторами» образцов в базе данных.

Если количество записей в базе данных велико, то поиск может быть долгим. Поэтому разработка ПО проведена при помощи среды программирования C++ Builder на языке C++ [2]. Такая реализация позволяет повысить скорость работы приложения, однако усложняет его разработку.

Рассмотренный в докладе комплекс предназначен для диагностики молекулярных объектов с высокой степенью точности, что позволяет обеспечить слежение за качественными и временными изменениями в биотканях.

Литература

1. Брюховецкий А.П., Бугаев Ю.Н., Суетенко А.В. Формирование пространства признаков для решения задачи дистанционного распознавания образов молекулярных объектов // Тез. труды 17 МНК. Новороссийск, 2009.
2. Архангельский А.Я. Программирование с C++ Builder. М.: Бином, 2006.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТЕПЛОВИЗИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СТАНДАРТ

Опыт ведения боевых действий последних двух десятилетий, активного применения в них штурмовой авиации показал, что наиболее эффективными являются авиационные удары, наносимые в темное время суток, а также в сложных метеоусловиях, когда видимость не позволяет войскам противника обнаружить и распознать воздушное судно (ВС).

Для увеличения вероятности обнаружения целей в темное время суток, а также обнаружения замаскированных целей предлагается в качестве сканирующего устройства использовать тепловизионный координатор цели (ТПВ КЦ) управляемых авиационных средств поражения (УАСП) [1]. Следует отметить, что сам телевизионный прицел (ТПр) не претерпевает изменений. Информационный обмен между ТПВ КЦ УАСП и ТПр осуществляется через блок преобразования тепловизионного (ТВП) изображения в телевизионный (ТВ) стандарт (рис. 1). Блок преобразования размещается в балочном держателе (авиационном пусковом устройстве), причем он преобразует частоту кадровой развертки ТВП изображения из 20—30 в 50 Гц, а также осуществляет коррекцию геометрических искажения.



Рис. 1. Схема преобразования ТПВ изображения в ТВ стандарт

После преобразования ТПВ сигнала в ТВ стандарт изображение подстилающей поверхности и цели отображается на прицельном индикаторе. При обнаружении цели летчик наводит на нее прицельную марку, а при нажатии кнопки «Ввод» ТПВ КЦ переходит в режим программно-корректируемого слежения.

Литература

1. Плиплин А.А., Дмитрив Д.А. История создания и перспективы развития корректируемых авиационных бомб // XXII НПК ПЕРСПЕКТИВА: Сборник статей. Воронеж: Военный авиационный инженерный университет, 2012.

Е.Н. Ефимов, асп.; рук. Т.Я. Шевгунов, к.т.н. (МАИ, Москва)

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ТОЧЕЧНЫХ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ РАДИАЛЬНО-БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ

Методы нейросетевой обработки информации [1] в последние годы все шире применяются для решения различных прикладных технических задач. Теория нейронных сетей — концепция построения универсальных адаптируемых структур — играет одну из ведущих ролей в методах обработки сигналов, основанных на принципах искусственного интеллекта.

Для выявления радиолокационных целей и оценки их технических параметров в традиционной концепции вторичной обработки предполагается анализ радиолокационного изображения. Описание радиолокационной цели может быть выполнено при помощи модели, представляющей объект совокупностью блестящих точек.

Двухслойная нейронная сеть, построенная на основе РБФ-нейронов в скрытом слое и линейных нейронов в выходном слое, является наиболее эффективной структурой для идентификации такой модели. С использованием свойств радиальных базисных функций оказывается возможным использование одного нейрона РБФ типа для представления каждого из рассеивателей радиолокационного изображения. Обученная сеть может быть использована не только для аппроксимации изображения с заданной точностью, но и для последующего извлечения параметров из элементов РБФ-нейронов, что позволяет решить задачу параметрической идентификации радиолокационной цели по радиолокационному изображению.

Обучение нейронной сети проводится по методу «обучение с учителем» [2] с использованием методов обучения первого порядка для минимизации среднеквадратической ошибки. Описанные принципы реализованы в разработанном авторами программном обеспечении «*NeuralLibforSageMath*» (свид. о гос. рег. программы для ЭВМ №2012610557).

Данная работа содержит экспериментальную часть, в которой приведены результаты численного моделирования. Были получены характеристики, описывающие процесс подстройки параметров сети с течением эпох обучения. Также были получены характеристики точности определения центров и эффективной ширины центров рассеяния в зависимости от отношения сигнал/шум.

Литература

1. **Samarasinghe S.**, Neural Networks for Applied Sciences and Engineering: From Fundamentals to Complex Pattern Recognition. Auerbach Publications, 2006.
2. **Хайкин С.**, Нейронные сети: полный курс. — 2-е изд., испр.: пер. с англ. — М.: ООО Издательский дом «Вильямс», 2006.

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

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ КОНТРОЛЯ СМЕЩЕНИЯ УДАЛЕННОГО ОБЪЕКТА ПОСРЕДСТВОМ ОРГАНИЗАЦИИ ОПТИЧЕСКОГО КАНАЛА С МАТРИЧНЫМ ФПУ

В задачах позиционирования ставятся и решаются вопросы контроля, слежения за объектами, расположенными в разнесенных системах координат. Возникают такие задачи достаточно часто, когда имеется необходимость обеспечения высокой точности пространственной ориентации одного объекта относительно другого. Примеры таких задач: обеспечение «слепой» посадки вертолета, автоматическая стыковка сложных габаритных объектов (стыковка в космосе) и другие [1, 2].

Подобная задача рассмотрена в настоящей работе. Для ее решения используются телевизионные системы обнаружения, в которых смещение точечного источника света (ТИС), установленного на объекте, регистрируется посредством IP-камеры на ПЗС-матрице [3]. Она размещена в плоскости базовой системы координат (БСК). Информация, принимаемая с телевизионной камеры, обрабатывается на ПК. Разработанное программное обеспечение (ПО) выдает информацию о количестве найденных точечных источников и информацию об их координатах. Программой предусмотрено отслеживание смещение пятен в ограниченной области, что существенно повышает быстродействие. ПО легко адаптируется для определения скручивания, отдаления или приближения наблюдаемого объекта.

Поставленная в работе задача решена для случая слежения за одним ТИС на расстоянии 7 м. Получена оценка погрешности смещения порядка 20 мкм в плоскости объекта.

При наблюдении за тремя ТИС нам удалось решить задачу выставления соосности вынесенного объекта по отношению к неподвижной оси.

Литература

1. Брюховецкий А.П., Усс М.О., Третьяков В.Н. Субпиксельное позиционирование в задачах контроля и слежения // Вестник МЭИ. 2012.
2. Пароль Н.В. Фоточувствительные приборы и их применение. М.: Радиосвязь, 1991. 112 с.
3. Пат. РФ №2303765, G01C15/00. Видеоизмеритель плановых координат контролируемого объекта // С.П. Буюкян, Г.Е. Рязанцев. 30.12.2005.

Д.А. Козлов, студ.; рук. А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ИССЛЕДОВАНИЯ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Задачей настоящей работы является разработка методики анализа возможностей цифровой передачи телевизионного сигнала, разработка методов исследования цифровой передачи, оценки качества передачи.

Цифровое телевидение имеет ряд преимуществ по сравнению с аналоговым [1]:

- повышение помехоустойчивости трактов передачи и записи телевизионных сигналов;
- уменьшение мощности передатчиков ТВ-вещания;
- существенное увеличение числа телевизионных программ, передаваемых в том же частотном диапазоне;
- повышение качества изображения и звука в телевизионных приёмниках с обычным стандартом разложения;
- создания телевизионных систем с новыми стандартами разложения изображения (телевидение высокой четкости ТВЧ);
- расширение функциональных возможностей студийной аппаратуры, используемой при подготовке и проведении телевизионных передач;
- передача в телевизионном сигнале различной дополнительной информации, превращение телевизионного приёмника в многофункциональную информационную систему;
- создание интерактивных телевизионных систем, при пользовании которыми зритель получает возможность воздействовать на передаваемую программу [2].

Цифровой сигнал необходимо передавать в выделенной для данного канала связи полосе частот. Рассмотренный в докладе канал передачи цифрового телевизионного сигнала реализован при помощи оборудования National Instruments и специально разработанного обеспечения Agilent [3].

В работе была осуществлена попытка анализа цифрового телевизионного сигнала и демонстрация особенностей его трансляции по каналу передачи.

Литература

1. **Смирнов А.В., Пескин А.Е.** Цифровое телевидение: от теории к практике. 2008.
2. **Локшин Б.А.** Цифровое вещание от студии к телезрителю. М.: Компания Сайрус-Систем, 2001.
3. **Дворкович В.П., Дворкович А.В.** Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). Части I и II. М.: НИИР-КОМ, 2010. – 210 с.

А.С. Конаков, В.В. Шаврин, аспиранты; рук-ли В.И. Тисленко, д.т.н., проф.; А.А. Савин, к.т.н., проф. (ТУСУР, г. Томск)

СОВМЕСТНАЯ ОЦЕНКА КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ И ГИРОСКОПОВ В КОМПЛЕКСИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Все чаще в последние годы для определения местоположения используют комплексированные навигационные системы (КНС). В частности, широко распространены КНС, в которых используются бесплатформенные инерциальные навигационные системы (БИНС) и спутниковые навигационные системы (СНС). Если для совместной обработки данных используются конечные показания обеих систем, то такой вариант обработки — слабосвязанный. Наряду с шумом основной источник погрешностей в БИНС — неизвестные или неточно заданные масштабные коэффициенты (МК) и дрейфы нуля (ДН) акселерометров и гироскопов.

Для повышения точности МК и ДН оценивают в процессе навигации. Для этого вектор состояния системы расширяется данными параметрами [1]. Однако результаты моделирования показывают, что уточнение незначительно и составляет около 5 % начального значения. Таким образом, если начальные приближения обладают большой дисперсией, то СКО местоположения начинает расти со временем. В таких случаях для оценивания МК и ДН применяют двухшаговый фильтр Калмана [2]. Однако установлено, что применение вышеуказанного алгоритма в реальном времени требует больших вычислительных ресурсов. В работе предложен следующий метод оценивания ДН и МК. Для оценивания ДН и МК используется отдельный линейный фильтр Калмана. В него заложена модель, воспроизводящая изменение угловой скорости и ускорения (гаусс-марковский случайный процесс 1-го порядка). Установлено, что при полном совпадении принятой модели с реальной динамикой изменения параметров оценки МК и ДН отличаются от истинных значений менее чем на 15 %. При этом СКО местоположения со временем уменьшается, зависит только от интенсивности шумов показаний. Однако при несовпадении моделей СКО местоположения может увеличиваться со временем.

Литература

1. **Nebot E.** Initial calibration and alignment of low cost inertial navigation units for land vehicle applications // *Journal of Robotics Systems*. 1999. V. 16. № 2.
2. **Kim K.H.** The stability analysis of the adaptive two stage Kalman filter // *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. 2007. V. 21. №10.

ДВУМЕРНЫЙ ЦИФРОВОЙ ЭКВАЛАЙЗЕР ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ

В настоящее время по всему миру идет активное внедрение как распроданных, так и новых систем цифрового радиовещания. В силу того что Россия имеет значительные территории, а плотность населения в регионах достаточно низкая, для эффективного покрытия необходимо обеспечить стабильный прием сигнала при относительно малых отношениях сигнал/шум (SNR), сохранив при этом низкую стоимость приемника [1].

Один из методов снижения порогового отношения сигнал/шум в приемнике — использование двумерного эквалайзера канала, реализующего оценку и коррекцию канала в частотной области с учетом временного изменения характеристики канала. Использование такого эквалайзера позволяет улучшить характеристики приемника за счет некоторого усложнения алгоритма.

Для оценки эффективности эквалайзера и сравнения методик оценки характеристики канала в среде Simulink разработана программная функциональная модель системы радиовещания РАВИС. Модель подробно отражает подсистемы синхронизации и эквалайзера. Структурная схема приемной части модели представлена на рис. 1 [2].

Путем моделирования определены пороговые значения отношения SNR и зависимости доли битовых ошибок (BER) от SNR для различных реализаций эквалайзера. Также проведена оценка вычислительной сложности алгоритмов и сравнительный анализ одномерных и двумерного эквалайзера.

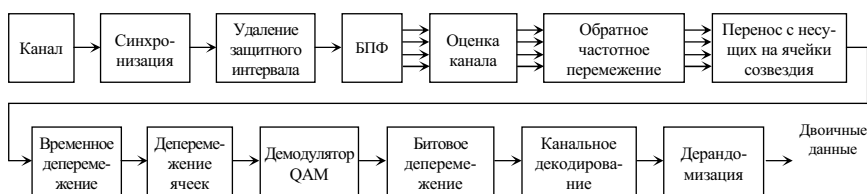


Рис. 1. Структурная схема приемной части модели системы РАВИС

Литература

1. Fazel K., Kaiser S. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX. UK, Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2008.
2. Ahmad R.S. Burton R. Saltsberg. Multi-carrier digital communications. Theory and application of OFDM, Second edition. USA, Boston: «Springer Science» Inc., 2004.

П.Е. Наумов, студ.; рук. А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ДАТЧИКА МИКРОСМЕЩЕНИЯ НА ОСНОВЕ ОДНОМОДОВОГО КВАРЦЕВОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА

Цель работы — слежение за смещением удаленного объекта относительно неподвижной системы координат с помощью замкнутого оптического канала.

Современные волоконно-оптические датчики позволяют измерять многие физические параметры, например: давление, температуру, расстояние, положение в пространстве, скорость вращения, деформацию, дозу радиационного излучения и т.д. [1, 2].

Высокие метрологические характеристики, способность работать в суровых климатических и неблагоприятных условиях окружающих сред позволяют применять их в различных сферах деятельности.

Условия Крайнего Севера (порывистые ветра, сильные перепады температур, влажность и т.д.) вынуждают искать новые пути решения позиционирования антенн радиолокационных станций. Слежения за их смещением относительно неподвижной системы координат — актуально, так как любое отклонение от точки привязки будет приводить к фазовому смещению и являться причиной ошибочных измерений.

В работе осуществлен поиск решений по созданию волоконно-оптического датчика микросмещений на основе одномодового (8 мкм) кварцевого оптического волокна.

В докладе представлены схемотехнические решения чувствительного элемента приемного устройства, представлена методика регистрации и обработки измеряемой физической величины.

Литература

1. **Волоконно-оптические датчики** / Т. Окоси, К. Окамото, М. Оцу и др. Ленинград: Энергоатомиздат 1991.
2. **Удда Э.** Волоконно-оптические датчики. М.: Техносфера, 2008.

Е.А. Новикова, студ.; рук. А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИЗУЧЕНИЕ ЛАЗЕРНО-ИНДУЦИРОВАННОЙ ФЛУОРЕСЦЕНЦИИ РОДАМИНА — 6G

Возникновение флуоресцентного анализа и диагностики с применением лазеров привело к созданию эффективных методов бесконтактного исследования различных веществ органического происхождения. Лазерно-индуцированная флуоресценция (ЛИФ) успешно применяется в медицине для анализа и диагностики объектов.

В докладе представлены исследования, проведенные на аппаратно-программного комплекса (АПК) лазерной диагностики [1], в частности на измерительном канале ЛИФ.

Цикл работ направлен на изучения флуоресценции родамина—6G, на методику обработки получаемых данных, на отработку методики составления базы данных органических веществ.

Родамины интенсивно поглощают в видимой и менее интенсивно в ультрафиолетовой части спектра [2]. Поэтому для возбуждения их флуоресценции можно применять как видимый, так и ультрафиолетовый свет. Эти соединения характеризуются молекулярным типом свечения, спектры поглощения и флуоресценции зеркальносимметричны.

Выбор родамина обусловлен чистотой флуоресценции, которая позволит оттестировать аппаратуру, оптимизировать ПО, отработать методику. Также возможными органическими образцами для исследования могут быть такие пигменты, как индиго, эозин, пинацианол, радофлавин, трипафлавин, в том числе родамины, а так же природные пигменты — хлорофилл, каротин и др.

Программное обеспечение для обработки данных подразумевает:

- фильтрацию данных от шумов;
- извлечение полезной информация;
- тестированием канала ЛИФ.

Полученные результаты дают возможность сформировать базы данных исследуемых веществ. В процессе исследований накопленные данные позволяют развить методику идентификации объектов органического происхождения.

Литература

1. **Приезжев А.В., Тучин В.В., Шубочкин Л.П.** Лазерная диагностика в биологии и медицине. М.: Наука, 1989.
2. **Bryuhoveckij A., Bugaev J., Suetenko A.** Image and stage identification during laser remote sounding objects of an organic origin, roc. SPIE, Vol. 7027, 702714 (2008); DOI:10.1117/12.822516. P. 141—155.

Д.С. Петренко, магистр; рук. В.А. Терехов, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ НА ТОЧНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХЧАСТОТНОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА ПРИ РАБОТЕ НАД МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

Математический анализ возможности оценки высоты морских волн по двухчастотной корреляционной функции отраженного сигнала был проведен ранее в ходе выполнения на кафедре РТП НИИР при использовании факетной модели отражения для морской поверхности и аппроксимациях ДНА и ДОР гауссовыми функциями. При этом были подтверждены хорошо известные ранее результаты, когда этот способ применялся только для относительно небольшой высоты полета, когда носителем является вертолет или самолет. С ростом высоты облучения поверхности резко усиливается влияние декоррелирующего множителя в выражении для двухчастотной корреляционной функции, и чувствительность ее к высоте морских волн падает [1].

С ростом высоты облучения при фиксированной ширине диаграммы направленности антенны возрастают размеры облучаемой на морской поверхности области и соответственно растет разброс разностей набега фаз сигналов на двух частотах от одних и тех же парциальных отражателей, находящихся в облучаемой зоне. Это и вызывает декорреляцию двухчастотной корреляционной функции с падением ее чувствительности к высоте морских волн. Данное обстоятельство возможно частично преодолеть путем введения режима предварительного синтезирования апертуры антенны в каждом частотном канале [2].

Представляемые в докладе результаты, позволяющие оценить влияние режима синтезирования апертуры антенны интерферометра на дисперсию оценки высоты морских волн при ограничении времени синтеза, связанного с сохранением состояния «замороженности» морской поверхности, при котором только и возможно синтезирование, имеют практический интерес.

Литература

1. **Баскаков А.И., Терехов В.А.** Разработка метода двухчастотной радиointерферометрии для оценки состояния поверхности акватории с малого космического аппарата // Отчет о научно-исследовательской работе. Гос. рег. № 01200309208, МЭИ (ТУ). М., 2004. 82 с.
2. **Терехов В.А.** Надирный двухчастотный радиointерферометр с синфазной антенной решеткой для оценки состояния взволнованности морской поверхности с борта малого КА. // Радиотехнические тетради. 2007. № 34. С. 53—60.

ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ КРИТЕРИЕВ РАСПОЗНАВАНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПРИ ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКЕ

Разработка эффективных систем распознавания объектов биологического и органического происхождения в настоящее время весьма актуальна. Такие системы нашли применение в медицине, технике, метеорологии, экологии и сфере безопасности [1].

Работа стенда лазерной диагностики основана на распознавании и идентификации объектов органического и биологического происхождения, регистрацией спектрального отклика объекта, зависящего от его физико-химических свойств, на лазерное возбуждение. В результате определяются характеристические параметры, которые формируют вектор данных — частотно-временной портрет (ЧВП) исследуемого объекта. ЧВП исследуемого объекта сравнивается с портретами, содержащимися в базе данных (БД) [2].

При постановке задачи распознавания возникает необходимость оценки подходов к ее решению, оценки вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги. В докладе рассмотрена методика применения критериев для проведения идентификации биологических объектов. Приведены особенности использования критериев при распознавании методами Байеса, корреляционного и временного анализа. Рассмотрены возможности и особенности их программной реализации с точки зрения затрат ресурсов вычислителя.

Результатом работы, рассмотренной в докладе, являются рекомендации по использованию различных критериев, оптимальным образом, решающих задачи распознавания и идентификации объектов органического и биологического происхождения.

Литература

1. **Приезжев А.В., Тучин В.В., Шубочкин Л.П.** Лазерная диагностика в биологии и медицине. — М.: Наука, 1989.
2. **Bryuhoveckij A., Bugaev J., Suetenko A.** Image and stage identification during laser remote sounding objects of an organic origin, Proc. SPIE, Vol.7027, 702714 (2008); DOI:10.1117/12.822516. P. 141—1.

Е.Д. Сазонов, студ.; рук. В.Н. Третьяков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА НАНОСЕКУНДНОГО ИМПУЛЬСНОГО ГЕНЕРАТОРА УПРАВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ ЛАЗЕРОМ

Сегодня технические средства с применением лазеров находят самое разнообразное приложение в решении самых разнообразных практических задач.

Одним из существенных применений лазерных систем является их использование в качестве когерентных импульсных облучателей в лидарных системах и дистанционной лазерной диагностике [1].

Для оперативной работы в реальном масштабе времени для идентификации и обнаружения вредных и опасных соединений органического и иного происхождения требуется разработка и создание мобильных (носимых) лазерных обнаружителей.

Это накладывает довольно жесткие ограничения на технические параметры облучающего лазера. Необходимо обеспечить:

- малые габариты и энергопотребление;
- наносекундную длительность зондирующих импульсов достаточно высокой интенсивности;
- частота повторения импульсов должна составлять десятки, а то и сотни килогерц для эффективного накопления низкоуровневого сигнала вторичной флуоресценции и подавления шумов на трассе сканирования.

Как правило, аналогичную задачу в стационарных и лабораторных условиях решают при помощи твердотельного лазера с диодной или ламповой накачкой. Такие импульсные лазеры имеют существенные габариты и высокое энергопотребление.

В данной работе представлены результаты реализации такого устройства на полупроводниковом лазерном диоде на длинах волн 402 и 532 нм. При разработке использованы сверхбыстрые КМОП микросхемы серии 1554 и СВЧ транзисторы.

Проверка устройства и измерение его технических характеристик проводились на лабораторном стенде по исследованию биологических объектов методами лазерной дистанционной диагностики.

Эксперимент показал реализуемость предложенного подхода и обнадёживающие технические параметры.

Литература

1. Пат. 2233438 / 2003125948, 26.08.2003, Россия. Способ дистанционного обнаружения и идентификация объектов органического происхождения / А.П. Брюховецкий, А.В. Суетенко.

*А.В. Сафонова, Е.С. Штрунова, аспиранты;
рук. В.И. Кошелев, д.т.н., проф. (РГРТУ, г. Рязань)*

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ АКТИВНОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХОЙ ПО БОКОВЫМ ЛЕПЕСТКАМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

В связи с развитием фазированных антенных решеток (ФАР) и их применением в станциях активных помех реализация активных шумовых помех (АШП), действующих из вынесенной точки пространства, стала эффективным методом подавления радиолокационных систем (РЛС) [1].

Для формирования АШП по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны необходимо знать угол прихода сигнала. В связи с высокими требованиями к быстродействию системы подавления при наличии сразу нескольких источников излучения для определения угла прихода сигнала оправданным является применение алгоритмов параллельного поиска, использующих структуру линейных эквидистантных ФАР — ROOT-MUSIC и ESPRIT [2]. Разрешающая способность методов ROOT-MUSIC и ESPRIT превосходит в 1,5—2 раза разрешающую способность классического метода MUSIC. Метод ROOT-MUSIC превосходит по точности метод ESPRIT на 10 %. Поскольку метод ROOT-MUSIC точнее, то в докладе рассматривается его применение для определения угла прихода сигнала.

Проведено исследование эффективности подавления РЛС, в качестве основного критерия которого было взято снижение коэффициента улучшения (КУ) отношения сигнал—помеха+шум. Оно показало, что изменение относительной ширины углового спектра помехи с 0,05 до 0,2 приводит к уменьшению КУ на 2 дБ при разнице в направлении прихода помехи и сигнала 0,4 (в единицах обобщенной угловой координаты). Дальнейшее приближение направления прихода помехи к главному лепестку диаграммы направленности антенны приводит к увеличению эффективности постановки помехи в 5—10 раз. Увеличение числа действующих помех с 1 до 5 приводит к уменьшению величины КУ на 2,5 дБ при относительной ширине углового спектра помехи, равной 0,01.

Литература

1. **Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М.** Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием/ под ред. Ю.М. Перунова. М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
2. **Ратынский М.В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

Сейн Хту, асп; рук. А.И. Баскаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ПРОВЕРКИ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ НЕРОВНОСТЕЙ ПОСАДОЧНОЙ ПЛОЩАДКИ ДЛЯ ВЕРТОЛЕТА

В данной работе разрабатывается компьютерная модель, обеспечивающая проверку алгоритма оценки неровностей посадочной площадки (ПП) для вертолета бортовой радиолокационной системой, работающей в миллиметровом диапазоне [1]. При разработке модели реализованы следующие блоки:

- 1) блок формирования радиолокационного рельефа;
- 2) блок формирования траекторного сигнала;
- 3) блок выборки сигнала;
- 4) блок обработки сигналов;
- 5) блок формирования радиолокационной информации.

Разработка модели в работе осуществлялась путем моделирования на ЭВМ с использованием программного пакета Matlab. Полученные результаты подтверждают, что основные теоретические закономерности, заложенные при проектировании бортовой РЛС безопасной посадки вертолета. Разработанная модель позволяет уточнить выбор геометрии облучения ПП и алгоритмов обработки сигналов.

Литература

1. **Сейн Хту, Баскаков А.И.** Особенности отражения и расчет энергетических характеристик для проектирования бортовой РЛС безопасной посадки вертолета // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. № 2. – С. 49—55.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ

В настоящей работе рассмотрены возможности применения для распознавания образа слова однослойных нейронных сетей, называемых персептронами [1, 2], и радиально-базисных нейронных сетей встречного распространения [3]. На основе проведенных исследований были сделаны следующие выводы.

1. При построении систем распознавания речи на основе нейросетевых технологий для параметрического представления речевого сигнала эффективным оказывается использование коэффициентов его вейвлет-преобразования, промасштабированных в диапазоне от 0 до 64 или от 0 до 256 (по глубине цветовой шкалы, описывающей зрительный образ анализируемого слова).

2. Для синтеза дикторонезависимых систем распознавания речи с ограниченным набором словаря (до 500 единиц) целесообразно применение однослойных персептронных нейронных сетей (с числом персептронов, не меньшим числа распознаваемых слов). Указанный подход в совокупности с параметрическим описанием речевого сигнала в виде отсчетов его вейвлет-преобразования позволяет обеспечить среднюю точность распознавания на уровне 98,5 %.

3. Для реализации дикторонезависимых систем распознавания речи (с объемом словаря до 1000 слов) может быть использован подход, основанный на обработке коэффициентов вейвлет-преобразований распознаваемых слов радиально-базисной нейронной сетью встречного распространения. В этом случае при выполнении соответствующих процедур настройки и обучения сети погрешность распознавания не будет превышать 1,5 %.

4. Предложенные алгоритмы распознавания являются достаточно простыми с точки зрения вычислительной сложности по сравнению с известными аналогами, по крайней мере, не уступают по характеристикам имеющимся отечественным и зарубежным прототипам и могут быть практически реализованы в реальном масштабе времени на современной элементной базе с помощью цифровых сигнальных процессоров или программируемых логических интегральных схем.

Литература

1. **Галушкин А.И.** Теория нейронных сетей. М.: Радиотехника, 2000.
2. **Уоссермен Ф.** Нейрокомпьютерная техника: теория и практика. М.: Мир, 1992.
3. **Кушнир Д.А.** Радиально-базисная нейронная сеть встречного распространения // Искусственный интеллект. 2005. № 4. С. 364—370.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ И ПРОВЕДЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ ОРИГИНАЛЬНЫХ РАДИОМОДУЛЕЙ ДЛЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ (WSN)

В последнее десятилетие в мире электроники наблюдается бурное развитие беспроводных персональных сетей передачи данных (WPAN).

Широкое применение в быту и технике получили стандарты IEEE 802.11 (WiFi) и IEEE 802.15.1 (Bluetooth). Приемопередатчики данных стандартов имеют как преимущества, так и недостатки, к которым относятся большое энергопотребление и примитивная топология сети, что не позволяет полноценно использовать их в системах автоматизации промышленных объектов.

Основным конкурентом данных стандартов, явился стандарт 802.15.4 [1], который нацелен на приложения, в которых требуется значительное время автономной работы от батарей и большая надежность передачи данных на малых скоростях. Технология передачи данных, использующая данный стандарт именуется Zigbee [2].

Актуальность данной работы заключается в том, что на сегодняшний день в России, и в целом мире все больше возникает потребность в осуществлении беспроводной передачи данных там, где проводная не только является помехой, но даже зачастую и невозможна. Например, в шахтах, где проводная связь бывает зачастую затруднительна, и людям приходится опираться на свой опыт и примитивную технику, технология ZigBee позволяет размещать жизненно важные датчики, где угодно, и тем самым облегчает жизнь.

Эта технология также востребована и в обычном жилом доме будущего, где различные датчики будут исчисляться сотнями и благодаря данному протоколу передачи данных, снизится в разы потребляемая электроэнергия и риск возникновения многих опасных для здоровья человека факторов. На конкретных модулях показано прямое использование сети, был измерен потребляемый ток в различное время работы конечных устройств. Данная работа нацелена на прямое использование модулей для построения сети.

Литература

1. **Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.802.15.4-2011 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).**
2. **CC2530** technical documentation: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2530.pdf>

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СЛОЖНЫХ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ОТ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ФПУ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ И РАСПОЗНАВАНИЯ

Методы приема и анализа оптических сигналов повсеместно используются в современных высокоточных измерительных системах и системах связи. В последнее время с помощью измерительных оптических систем также успешно решаются задачи обнаружения и распознавания. Применение многоэлементных фотоприемных устройств (ФПУ) в таких системах позволяет использовать оптические методы для обнаружения, распознавания, контроля формы объектов на плоскости и в пространстве, решения задач позиционирования и оптической спектроскопии, в том числе планарного спектрального имиджинга.

На данный момент наиболее актуальной является задача распознавания состава вещества методами оптической спектроскопии. В проводимом исследовании для повышения вероятности правильного распознавания состава вещества параллельно применяются методы приема и анализа оптических сигналов лазерно-индуцированной флуоресценции (ЛИФ), комбинационного рассеяния (КР), а также измерения наносекундных импульсов распада флуоресценции.

В докладе представлены методики и алгоритмы анализа оптических сигналов в системе лазерного зондирования. Описаны разработанные алгоритмы съема и цифровой обработки многомерных выходных массивов спектрометров каналов приема ЛИФ и КР, алгоритм формирования и сравнения паспортов веществ, содержащих характерные параметры спектров и времен жизни. Также в докладе представлен алгоритм цифровой обработки двумерного массива при решении задачи высокоточного совмещения удаленных систем координат [1].

Рассмотренные в докладе методы и алгоритмы цифровой обработки оптических сигналов найдут применение в комплексе лазерного зондирования, способного решать задачи распознавания и обнаружения органических веществ, в том числе наркотических и взрывчатых, а также оперативного контроля изменения состояния органического вещества, не регистрируемого другими способами.

Литература

1. **Bryuhoveckij A., Bugaev J., Suetenko A.** Image and stage identification during laser remote sounding objects of an organic origin, Proc. SPIE, Vol. 7027, 702714 (2008); DOI:10.1117/12.822516. P. 141—155.

Хейн Тхура Аунг, асп.; рук. А.И. Баскаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ПРОВЕРКИ АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТЕПЕНИ ВЗВОЛНОВАННОСТИ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ КОСМИЧЕСКИМ МНОГОЧАСТОТНЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРОМ

Известны работы, посвященные разработке надирного радиointерферометра, получающего информацию о высоте морских волн путем вычисления взаимной корреляционной функции двухчастотного сигнала [1, 2]. Для космического базирования с ростом высоты облучения поверхности резко падает чувствительность межчастотной корреляционной функции из-за наличия декоррелирующего множителя, зависящего от высоты до среднего уровня моря и ширины диаграммы направленности антенны. С целью подавить влияние декоррелирующего множителя предлагается сузить облучаемое на морской поверхности (МП) пятно при синтезированной апертуры антенны по линии пути и использовании антенной решетки поперек линии пути [3].

Данная работа посвящена разработке компьютерной модели проверки алгоритма определения степени взволнованности морской поверхности космическим многочастотным интерферометром, размещаемого на борту малого ИСЗ (высота полета 350—700 км), и позволяющего получить информацию об ординатах морских волн σ_h , связанных со скоростью поверхностного ветра. При увеличении размеров моделируемой области в 2 раза (эквивалентно ограничению ДНА на уровне — 12,5 дБ) результаты моделирования лучше совпадают с теоретическим расчетом.

Результаты моделирования подтвердили не только основные теоретические закономерности метода, но и алгоритм оптимального измерения степени взволнованности МП по взаимной межчастотной корреляции отраженного сигнала.

Литература

1. **Weissman D. E.** Two frequency radar interferometry applied to the measurement of ocean waveheight – IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. Vol. AP-21. №5.
2. **Гаранакерьян А.А., Сосунов А.С.** Радиолокация морской поверхности. Изд. Ростовского университета, 1978.
3. **Хейн Тхура Аунг., Баскаков А. И.** Оптимальный выбор рабочих частот космического многочастотного радиointерферометра для исследования океана // Ростов: Труды МАИ. Вып. 57, 2012. <http://www.mai.ru>.

*Д.Н. Шепелев, вед. программ.; рук. О.В. Чернояров, д.ф.-м.н.,
доц (НИУ «МЭИ»)*

ОЦЕНКА ВРЕМЕННЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРОВ СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСА НА ФОНЕ БЕЛОЙ И КОРРЕЛИРОВАННОЙ ПОМЕХ

В ряде задач локации и связи возникает необходимость синтеза и анализа эффективных алгоритмов оценки неизвестных параметров импульсных сигналов со случайной субструктурой. К таким сигналам относятся стохастические сигналы, образованные в результате мультипликативной комбинации детерминированной функции и стационарного случайного процесса. В частности, широкое распространение получили сигналы, описываемые моделью гауссовского импульсного стохастического сигнала [1] и др. В работах [2, 3] рассмотрена задача оценивания по методу максимального правдоподобия временных и энергетических параметров гауссовского импульса, принимаемого на фоне белого шума. Однако достаточно часто помимо белого шума принимаемый импульсный сигнал искажается коррелированной помехой.

Доклад посвящен статистическому синтезу и анализу максимально правдоподобного измерителя времени прихода, длительности и дисперсии высокочастотного гауссовского импульсного сигнала, искаженного белым шумом и полосовой гауссовской помехой. Найдена его структура (в виде многоканального приемного устройства) и аналитические выражения для граничных значений характеристик выносимых оценок, в том числе с учетом аномальных ошибок. Рассмотрено влияние числа каналов на качество его функционирования. Сформулированы рекомендации по технической реализации синтезированного измерителя в зависимости от предъявляемых к нему требований.

Методами статистического моделирования на ЭВМ подтверждена работоспособность и достаточно высокая эффективность предложенного приемника максимального правдоподобия.

Литература

1. **Трифонов А.П., Нечаев Е.П., Парфенов В.И.** Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами. Воронеж: ВГУ, 1991.
2. **Трифонов А.П., Захаров А.В.** Теоретическое и экспериментальное исследование оценок параметров случайного сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 8.
3. **Чернояров О.В., Черноярова Е.В., Шепелев Д.Н.** Оценка дисперсии и временных параметров случайного радиоимпульса на фоне белого шума // Научно-технические ведомости СПбГТУ. 2007. Т. 1. № 4.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОМЕНТА РАЗЛАДКИ ГАУССОВСКОГО СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА С НЕИЗВЕСТНЫМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ПАРАМЕТРАМИ

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 низкочастотного гауссовского случайного процесса $\xi(t)$ с неизвестными математическим ожиданием (МО) и дисперсией, изменяющимися ступенчатым образом. Аналитически такой процесс может быть описан как

$$\xi(t) = a' + (a'' - a') \theta(t - \lambda_0) + \left[\sigma' + (\sigma'' - \sigma') \theta(t - \lambda_0) \right] v(t). \quad (1)$$

В (1) обозначено: $\theta(t) = 0$ при $t < 0$ и $\theta(t) = 1$ при $t \geq 0$ — функция Хевисайда, a' , a'' и σ' , σ'' — МО и дисперсии процесса $\xi(t)$ при $t < 0$ и $t \geq 0$ соответственно, а $v(t)$ — стационарный центрированный гауссовский случайный процесс, обладающий спектральной плотностью $G(\omega) = (2\pi/\Omega) I(\omega/\Omega)$, где Ω — ширина полосы частот процесса $v(t)$. Полагаем, что процесс (1) наблюдается на фоне аддитивного гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью 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 , a' , a'' , σ' , σ'' . На основе метода максимального правдоподобия синтезирован существенно технически более простой по сравнению с известными аналогами [1] и др. алгоритм обнаружения разладки процесса $\xi(t)$ и измерения его неизвестных параметров. Предложены возможности его аппаратурой реализации. Найдены асимптотически точные выражения для характеристик обнаружения/оценивания.

Литература

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

Секция 7

СИСТЕМЫ РАДИОАВТОМАТИКИ И РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

Председатель секции — к.т.н., профессор Ю.А. Евсиков

Секретарь секции — к.т.н., ассистент Р.С. Куликов

Н.Д. Астанкова, студ.; рук. А.И. Перов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ ЗАДЕРЖКИ НАВИГАЦИОННОГО СИГНАЛА С ВОС-МОДУЛЯЦИЕЙ

В перспективной СРНС ГЛОНАСС будет применяться кодовое разделение каналов. В настоящее время принята структура нового двухкомпонентного сигнала. Он состоит из сигнала данных Data и сигнала цифровой информации Pilot с модуляцией BPSK(1) и ВОС(1,1) соответственно для базовой частоты $f_b = 1,023$ МГц. Для объединения двух компонент сигнала применен метод временного мультиплексирования [1].

Преимущества такого сигнала в более высокой точности измерения задержки сигнала и повышенной помехоустойчивости.

Для извлечения информации о координатах потребителя необходимо осуществить слежение за задержкой навигационного сигнала. Следящая система за задержкой сигнала включает дискриминатор и фильтр. Дискриминатор — это устройство, сигнал на выходе которого пропорционален рассогласованию между значениями задержек входного сигнала и опорного колебания.

В докладе рассмотрены алгоритмы фильтрации задержки навигационного сигнала описанной структуры. Синтезированы различные дискриминаторы для когерентного приема двухкомпонентного сигнала с модуляцией на поднесущих ВОС (1, 1) и временным уплотнением пилот-сигнала и сигнала данных. На модели рассчитаны и сравнены дискриминационные и флуктуационные характеристики для различных типов дискриминаторов.

Сделаны рекомендации по использованию наиболее эффективного дискриминатора, обеспечивающего более высокую точность измерений.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.

РЕЖЕКЦИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В ПРИЕМНИКАХ СИГНАЛОВ СРНС

По мере развития СРНС появилась необходимость решения навигационной задачи при воздействии узкополосных помех [1, 2, 3]. Автором был разработан алгоритм режекции узкополосных помех, позволяющий работать одновременно по 8 помехам, при этом не вносящий такие искажения в полезные сигналы, которые бы приводили к погрешностям определения координат. Алгоритм работы адаптивного режектора можно разбить на 3 этапа:

1. Поиск центральных частот узкополосных помех с использованием БПФ.

2. Синтез коэффициентов импульсной характеристики трансверсального фильтра по известным характеристикам помех.

3. Режекция узкополосных помех путем пропускания смеси сигнала с помехами через трансверсальный фильтр с постоянными коэффициентами.

Разработанный алгоритм может быть реализован на СБИС, или FPGA.

По результатам моделирования работы устройства получены следующие его характеристики:

- средний уровень подавления узкополосных помех $K \approx -52$ дБ;

- полоса режекции по уровню -3 дБ $FBW_{-3 \text{ дБ}} \approx 330$ кГц;

- уровень пульсаций АЧХ в полосе пропускания $\delta < 1,5$ дБ;

- потери в отношении с/ш не превышают 3 дБ.

Характеристики получены при условии работы по 8 узкополосным помехам $\frac{P_{\text{пом}}}{P_{\text{сиг}}} \approx 42$ дБ, равноотстоящим по частоте на $\Delta f = 480$ кГц.

Порядок трансверсального фильтра $N = 240$, объем БПФ $L = 512$, навигационный сигнал — GPS L1.

Литература

1. **Richard G. Lyons.** Цифровая обработка сигналов. М.: Бином, 2006.
2. **ГЛОНАСС.** Принципы построения и функционирования / Р.В. Бакитко, Е.Н. Болденков и др. М.: Радиотехника, 2010.
3. **Tao Lin, Mohammad Abdizadeh and other.** Interference Suppression for High Precision Navigation Using Vector-Based GNSS Software Receivers: ION GNSS. 2011. Proceedings.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

В [1] приведены несколько вариантов построения демодуляторов, входящих в состав приёмника системы передачи цифровой информации, предназначенного для приёма сигнала ФМ-М. Демодулятор содержит системы восстановления несущей и символьной синхронизации, детектор символов и систему АРУ. В данной работе анализируется система АРУ, схема которой приведена на рис. 1 [2].

Колесание $u(t)$ подаётся на вход регулируемого усилителя (РУ) с выхода УПЧ, на вход которого поступает сигнал $v_c(t)$ и шум $v_{ш}(t)$. В линейном амплитудном детекторе (Д) выделяется амплитуда $U_{py}(t)$ колебания $u_{py}(t)$. Далее образуется разность $\varepsilon(t) = U_{py}(t) - U_{оп}$, где $U_{оп}$ — опорное напряжение АРУ. Процесс $\varepsilon(t)$ проходит через ФНЧ, в качестве которого используется интегратор с коэффициентом передачи $k_{и}/p$. Напряжение регулирования $u_p(t)$ изменяет коэффициент усиления K_y РУ по экспоненциальному закону:

$$K_y = K_0 \exp(-\alpha u_p), u_p \geq 0,$$

где $K_0 > 0$, $\alpha > 0$ — постоянные параметры.

Составлена математическая модель системы АРУ и моделированием на ЭВМ исследованы процессы в АРУ для сигнала ФМ-2. Основные результаты моделирования сводятся к следующему.

При $K_0 = 100$, $\alpha = 1 \text{ В}^{-1}$, $k_{и} = 10\,000 \text{ с}^{-1}$, $U_{оп} = 1 \text{ В}$ амплитуда входного сигнала $U(t)$ уменьшалась скачкообразно: на первом интервале $U = 10 \text{ В}$, на втором $U = 1 \text{ В}$, на третьем $U = 0,1 \text{ В}$. Все три переходных процесса практически совпадают. Моделирование схемы с линейной регулировочной характеристикой показало, что время установления увеличивается с уменьшением амплитуды U , что является недостатком линейной характеристики.

Использование ФНЧ с коэффициентом $k_{и}/p(1+pT_{ф})$ позволяет подбором $T_{ф}$ лишь незначительно уменьшить время установления. При больших значениях $T_{ф}$ переходный процесс становится колебательным.

Литература

1. **Парамонов А., Куропаткин О.** Цифровая обработка при когерентной демодуляции сигналов // Chip News. 2000. № 8.
2. **Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н.** Системы автоматической регулировки усиления. М.: Радио и связь, 1982.



Рис. 1
Схема системы АРУ

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

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ШУМОВ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ НАВИГАЦИОННОГО РАДИОСИГНАЛА

Прецизионные источники сигналов — кварцевые генераторы — подвержены нестабильностям фазы и частоты, содержащим как случайные, так и детерминированные компоненты. Проблема влияния нестабильности опорных генераторов относится к огромному количеству технических систем [1, 2].

В работе проведено исследование влияния шумов опорного генератора на работу навигационного приемника СРНС ГЛОНАСС. Традиционно принято оценивать влияние фазовых шумов опорных генераторов на систему слежения за фазой сигнала. Однако фазовые шумы влияют на характеристики и других режимов работы приемника — обнаружения, поиска и слежения за частотой. В работе рассматривается влияние шумов генератора на характеристики обнаружения сигнала ГЛОНАСС.

Нестабильность частоты характеризуется спектральной плотностью мощности, состоящей из нескольких компонент, соответствующих шумам различного происхождения. На практике существенный вклад вносит шум случайных блужданий, связанный с воздействием окружающей среды [2].

Согласно данному описанию нестабильности составлена имитационная модель шумящего генератора. Шум случайных блужданий формируется путем двойного интегрирования белого шума с изменяемой спектральной плотностью M_0 . Дополнительно проведен эксперимент со снятием выборок процессов ухода фазы реальных термокомпенсированных кварцевых генераторов, по результатам которого скорректированы параметры модели для соответствия реальным условиям.

По результатам работы получены зависимости вероятности обнаружения P_D и потерь в отношении сигнал/шум L от времени когерентного накопления для случаев с учетом влияния шумов и без учета влияния шумов. Выявлено, что оптимальное время накопления при допустимой вероятности $P_D = 0,8$ и потерях $L \leq 1$ дБ составляет с учетом шумов: для отечественных массовых генераторов ГК-99 — 100 мс, для генераторов иностранного производства Golledge GTXO — 200—300 мс.

Литература

1. **Перов А.И.** Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003.
2. **ГЛОНАСС.** Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.

А.А. Добрецов, студ.; рук. Р.С. Куликов, к.т.н., асс. (НИУ «МЭИ»)

КОМПЛЕКСИРОВАНИЕ РАДИОНАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА И ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ СКОРОСТИ

Развитие и совершенствование радиотехники в области навигационных систем связано с увеличением объема и качества решаемых задач. Возникает актуальная задача объединения навигационных систем, работа которых основана на разных физических принципах: тем самым можно получить объединенную навигационную систему, с характеристиками, улучшенными за счет взаимного компенсирования принципиальных недостатков одной системы достоинствами другой.

В данной работе рассматривается задача комплексирования навигационной аппаратуры спутниковой радионавигационной системы (НАП СНС) и доплеровского измерителя скорости (ДИСС), решением которой является результат синтеза расширенного фильтра Калмана. Предполагается, что нарушение работы НАП СНС возможно, а ДИСС всегда работает без сбоев. В ходе решения данной задачи:

- 1) введены модели измерений НАП СНС и ДИСС [1, 2]:

$$\hat{y}_k^{\text{НАП}} = \bar{y}_k^{\text{НАП}} + \bar{n}_k^{\text{НАП}}; \quad (1)$$

$$\hat{y}_k^{\text{ДИСС}} = \bar{y}_k^{\text{ДИСС}} (I + M_k) + \bar{n}_k^{\text{ДИСС}}; \quad (2)$$

- 2) введен вектор состояния для оценивания в общем для НАП СНС и ДИСС фильтре Калмана и произведен синтез расширенного фильтра Калмана;
- 3) проведено моделирование синтезированной интегрированной навигационной системы.

По результатам моделирования сделан вывод о выигрыше в точности оценивания координат в интегрированной системе с отключенной НАП СНС (то есть в ДИСС с коррекцией) по сравнению с автономным ДИСС.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования /под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.
2. Аппаратура ДИСС-15. Техническое описание. Часть I.

Я.М. Жукова, студ., рук. Л.В. Когновицкий, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ (СИСТЕМА CDMA)

Технология многостанционного (или множественного) доступа с кодовым разделением каналов (Code Division Multiple Access — CDMA) — технология связи, при которой каналы передачи имеют общую полосу частот, но разную кодовую модуляцию, получающая все более широкое распространение в современных системах радиосвязи различного назначения [1].

Сотовый (или зонный) принцип построения систем радиосвязи основан на том, что территория обслуживания разбивается на большое число малых (зон, сот) обычно шестиугольной формы. В центре каждой ячейки располагается базовая станция (БС), которая осуществляет радиосвязь с подвижными станциями (ПС), расположенными на территории ячейки. Территориальное разнесение БС позволяет многократно использовать одни и те же частотные каналы, что существенно повышает эффективность системы радиосвязи.

На сегодняшний день существуют 4 поколения сотовой связи. 1G — первое поколение сотовой связи — аналоговая радиосвязь, которая предусматривала частотную модуляцию голоса и сигналов коммутации. 2G — второе поколение сотовой связи, которую сейчас активно использует большая часть рынка мобильной связи, в том числе и большая тройка российских сотовых операторов Билайн, МТС, Мегафон. 3G — это мобильная связь 3-го поколения, в основе которой лежит пакетная передача данных, и коммутация каналов. 4G — мобильная связь, позволяющая передавать данные, со скоростью от 100 Мегабит в секунду и выше.

В работе проводится исследование подвижной связи, использующей систему CDMA. Рассмотрены достоинства и недостатки при работе с этой системой и перспективы на дальнейшее развитие сотовой связи.

Литература

1. CDMA: прошлое, настоящее, будущее / под ред. проф. Л.Е. Варакина и проф. Ю.С. Шинакова. – М.: МАС, 2003.

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

ИССЛЕДОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ОТКРЫТОГО И САНКЦИОНИРОВАННОГО ДОСТУПА С МНОГОМОДАЛЬНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИЕЙ В СПУТНИКОВОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

В современных и перспективных СРНС на одной несущей частоте требуется излучать более двух радиосигналов. Для перспективных радиосигналов с кодовым разделением СРНС ГЛОНАСС каждый из радиосигналов открытого и санкционированного доступа является двухкомпонентным сигналом, включающим пилотную и информационную компоненты. Поэтому необходимо излучать одновременно четыре радиосигнала на одной несущей частоте. Две компоненты радиосигнала открытого/санкционированного доступа уплотняются с использованием принципа временного мультиплексирования сигналов [1].

В докладе рассматриваются оба типа перспективных двухкомпонентных радиосигнала с кодовым разделением: открытого доступа и санкционированного доступа. Принцип временного мультиплексирования радиосигналов заключается в том, что каждому радиосигналу на излучение отводится свой временной интервал (временной слот). Информационная компонента радиосигнала открытого доступа имеет модуляцию BPSK(1), а пилотная компонента — модуляцию BOC(1,1). Радиосигнал санкционированного доступа также является двухкомпонентным, обе компоненты которого имеют одинаковый тип модуляции BOC(2,1). Приводятся графики, иллюстрирующие формирование модулирующей последовательности суммарного радиосигнала с почиповым временным уплотнением перспективного радиосигнала открытого и санкционированного доступа ГЛОНАСС. Также изучена работа системы слежения за задержкой описанных выше радиосигналов, которые имеют многомодальную корреляционную функцию. Проведен анализ особенностей реализации данной системы слежения за задержкой навигационного сигнала.

Разработана имитационная модель реальной следящей за задержкой (дальностью) сигналов открытого и санкционированного доступа системы. А также в работе проведен расчет значений отношения «сигнал/шум», при которых целесообразна обработка двух компонент одного сигнала сначала раздельно и затем четырех компонент открытого и санкционированного сигналов одновременно.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перов, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010.

В.Ю. Косовов, студ.; рук. Р.С. Куликов, к.т.н., асс. (НИУ «МЭИ»)

СИНТЕЗ ИНТЕГРИРОВАННОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СПУТНИКОВОЙ И КОРРЕЛЯЦИОННО- ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ СИСТЕМ

Существует ряд типов навигационных систем (доплеровские, спутниковые (СРНС), инерциальные, корреляционно-экстремальные (КЭСН) и пр.), каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками [1, 2]. Одним из способов компенсации недостатков системы одного типа достоинствами другой является комплексная обработка результатов измерений обеих систем.

В работе ставится задача путем наименьших изменений в аппаратуре СРНС и КЭСН получить выигрыш в их совместной работе. Оценки СРНС более точны, чем оценки КЭСН за счет отсутствия смещения, что наглядно представлено в их математических моделях (1) и (2).

$$\hat{y}_k^{\text{СРНС}} = \bar{y}_k^{\text{СРНС}} + \bar{n}_k^{\text{СРНС}} ;, \quad (1)$$

$$\hat{y}_k^{\text{КЭСН}} = \bar{y}_k^{\text{КЭСН}} (I + M_k) + \bar{n}_k^{\text{КЭСН}} , \quad (2)$$

где $\bar{y}_k^{\text{СРНС}}$, $\bar{y}_k^{\text{КЭСН}}$ — векторы истинных значений навигационных параметров (оценки координат); $\bar{n}_k^{\text{СРНС}}$, $\bar{n}_k^{\text{КЭСН}}$ — векторы флуктуаций оценок СРНС и КЭСН; M_k — матрица поправок масштабного коэффициента.

Решением поставленной задачи является разомкнутое комплексирование навигационных систем (на основе расширенного фильтра Калмана). В процессе совместной работы СРНС и КЭСН удастся оценить смещение оценок координат в КЭСН (матрицу M), что позволяет в дальнейшем производить коррекцию измерений КЭСН в случае прекращения поступления измерений СРНС.

Таким образом, путем добавления несложного блока комплексной обработки и без изменений исходной аппаратуры удастся повысить точность определения навигационных параметров бортовой аппаратурой летательного аппарата.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования /под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.
2. Баклицкий В.К. Корреляционно-экстремальные методы навигации и навигации. Тверь: Книжный клуб, 2009.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ФАП НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА СРНС

Развитие спутниковых радионавигационных систем (СРНС) связано с применением сигналов со сложными видами модуляции. Переход к более сложным видам модуляции позволяет повысить точность определения вектора состояния потребителя. Наиболее перспективным в последнее время видом сигналов со сложной модуляцией является сигнал binary offset carrier (BOC) [1]. Его отличие от ранее используемых традиционных сигналов с фазовой манипуляцией (binary phase shift keying, сокращенно BPSK) в том, что каждый прямоугольный символ модулирован меандровой последовательностью [2].

В данной работе рассматривается функционирование системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП) по BOC-сигналу. Была разработана модель навигационного приемника в среде Matlab. В модели учтены: ограничение полосы пропускания малошумящего усилителя приемного тракта перед АЦП, аддитивный шум приемника и фазовые шумы (ФШ) опорного генератора (ОГ). Модель ФШ ОГ построена по методу наименьших квадратов. Еще одной особенностью работы является применение метода комплексных амплитуд.

В представленной работе исследуются дискриминационная и флуктуационная характеристики фазового дискриминатора, переходные процессы в системе ФАП. Также осуществляется сравнение преимуществ и недостатков сигналов BPSK и BOC-сигналов. Исследование работы системы ФАП производится при различном отношении сигнал/шум на ее входе.

Литература

1. **Перов А.И.** Основы построения спутниковых радионавигационных систем: учебное пособие // Радиотехника. 2012.
2. **Ярлыков М.С.** Характеристики меандровых сигналов (BOC-сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения// Радиотехника, 2008. №2. С. 61—75.

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

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ПОСТАНОВЩИКА ПОМЕХ

В настоящее время широко распространены навигационные устройства, работающие по открытым сигналам GPS C/A [2]. Такие системы легко заглушить недорогим излучателем помех [1]. Это приводит к неработоспособности автомобильных антиугонных систем, а также представляет опасность для многих других областей, поэтому борьба с постановщиками помех является актуальной проблемой на сегодняшний день.

Для борьбы с постановщиками помех предлагается создание системы мониторинга радиоэфира с определением координат излучателей помех.

В рамках работы построена экспериментальная система из группы приемников, ведущих запись принимаемой реализации эфирного сигнала с привязкой к единой шкале времени системы GPS. Между парами приемников вычисляется разность хода до излучателя помех корреляционным методом. Далее определяются координаты помехопостановщика.

Проведенный эксперимент по построению трека движения помехопостановщика (рис. 1) показал работоспособность описанной системы.



Рис. 1. Трек движения постановщика помех. (Линия — трек движения излучателя помех, звездочки — определенные координаты с темпом 1 с., кружки — приемники)

Литература

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

К.С. Маленков, студ.; рук. В.М. Чиликин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ В РЕЖИМЕ ЗАХВАТА СИГНАЛА

Система цифровой фазовой автоподстройки (ЦФАП) входит в состав демодулятора приемника системы передачи цифровой информации. В данной работе анализируется ЦФАП, которая является системой восстановления несущей при приеме сигнала ФМ — М, $M \geq 4$.

В демодуляторе сигнал и шум с выхода УПЧ приемника поступают на два фазовых детектора-перемножителя [1], формирующих низкочастотные синфазную и квадратурную компоненты. Эти компоненты проходят через согласованные фильтры и далее подаются на АЦП. Импульсы дискретизации в АЦП вырабатываются системой символьной синхронизации, которая предполагается идеально работающей.

Цифровые отсчеты с выходов АЦП используются в звеньях обратной связи ЦФАП. Они проходят через функциональный преобразователь $N_k = \sin(M\varphi_k)/M$, $\varphi_k = \arctg(Q_k/I_k)$, $-\pi \leq \varphi_k \leq \pi$, где Q_k , I_k синфазный и квадратурный отсчеты на выходах АЦП, k — номер отсчета. Далее числа N_k преобразуются в цифровом фильтре ЦФАП и поступают на цифровой синтезатор частоты (ЦСЧ), формирующий опорные колебания фазовых детекторов-перемножителей.

Если в момент начала работы системы ЦФАП имеется ошибка по частоте, то ЦФАП находится в режиме захвата. После устранения ошибки система ЦФАП переходит в режим слежения. Для определения этого момента используется индикатор захвата (ИЗ). В [2] предложен ИЗ, состоящий из нелинейного блока, цифрового ФНЧ и устройства сравнения с порогом. В нелинейном блоке вырабатываются числа $\cos(M\varphi_k)$.

Составлена математическая модель ЦФАП. Моделированием на ЭВМ исследованы процессы в ЦФАП и ИЗ.

Литература

1. **Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В.** Системы и сети передачи информации. М.: Радио и связь, 2001.
2. **Linn Y., Peleg N.** A family of self-normalizing lock detectors and E_S/N_0 estimators for M-PSK and other phase modulation schemes // IEEE Trans. Wireless Commun. 2004. № 9.

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

ИССЛЕДОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА С ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТОЙ ПО ОРБИТАЛЬНЫМ СПУТНИКАМ И НАЗЕМНЫМ ПСЕВДОСПУТНИКАМ

Спутниковая радионавигационная система (СРНС) ГЛОНАСС в настоящее время имеет широкий спектр применения. Однако СРНС имеет уязвимость для средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), в том числе и для высокоточных сигналов с санкционированным доступом [1]. В случае недоступности решения СРНС или решения с неприемлемой погрешностью, в данной работе предложена дополнительная система псевдоспутников.

Данная система состоит из пяти псевдоспутников, расположенных на земле. Псевдоспутники являются наземным дополнением к орбитальной группировке спутников СРНС ГЛОНАСС, которые непрерывно излучают сигнал с кодовым разделением, схожий по параметрам с сигналом, принятым для СРНС ГЛОНАСС. Разработанная система повышает устойчивость к средствам РЭБ и увеличивает точность позиционирования, за счет отсутствия ионосферных и эфемеридных погрешностей, так как псевдоспутники расположены на земле, в заранее известных координатах.

В данной работе проведено исследование влияния относительного взаимного расположения псевдоспутников на точность определения координат потребителя. Составлена имитационная модель в среде Matlab для исследования пространственного, горизонтального и вертикального геометрических факторов. Полученный вертикальный коэффициент (VDOP) подтверждает, что невозможно обеспечить точные измерения координат потребителя по высоте, по одним лишь псевдоспутникам, но на основе исследования горизонтального коэффициента (HDOP) данной системы, существует возможность скорректировать и тем самым увеличить точность определения координат потребителя в горизонтальной плоскости. Также рассчитаны энергетические характеристики излучаемого сигнала. В работе исследован двухканальный навигационный приемник, позволяющий работать одновременно с сигналами, поступающими от спутников с орбиты, и с сигналами, поступающими от псевдоспутников с земли.

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.

С.М. Устинов, студ.; рук. В.М. Чиликин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ С ФАЗОВЫМ ДИСКРИМИНАТОРОМ, ИМЕЮЩИМ ПОСТОЯННУЮ КРУТИЗНУ ДИСКРИМИНАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Демодулятор приемника системы передачи цифровой информации содержит систему восстановления несущей (СВН), систему символьной синхронизации (СССх), детектор символов и другие блоки. В данной работе анализируется СВН в виде ЦФАП, предназначенной для приема сигнала ФМ—М, $M \geq 4$. Предполагается, что СССР работает идеально.

В ЦФАП входное колебание с выхода УПЧ приемника поступает на два фазовых детектора. На их выходах образуются составляющие, которые проходят через согласованные фильтры и далее подаются на АЦП.

Цифровые отсчеты с выходов АЦП преобразуются в функциональном преобразователе (ФП) в числа $N_k = f(I_k, Q_k)$, где I_k, Q_k — синфазные и квадратурные отсчеты на выходах АЦП, k — номер отчета. Далее числа N_k проходят через цифровой фильтр ЦФАП и поступают на цифровой синтезатор частоты.

Свойства дискриминационной характеристики фазового дискриминатора ЦФАП зависят от вида алгоритма ФП. Один из алгоритмов [1] имеет вид $N_{1k} = (1 / M) \sin(M\varphi_k)$, $\varphi_k = \arctg(Q_k / I_k)$, $-\pi \leq \varphi_k \leq \pi$. Этот алгоритм формирует синусоидальную дискриминационную характеристику, крутизна которой S_d зависит от отношения сигнал/шум.

В [1] предложено находить оценку крутизны S_{d0} путем фильтрации процесса $\cos(M\varphi_k)$ в цифровом фильтре нижних частот (ЦФНЧ). При достаточно узкой полосе пропускания ЦФНЧ оценка $S_{d0} \approx S_d$. Улучшенный алгоритм ФП $N_{2k} = N_{1k} / S_{d0}$ имеет практически постоянную крутизну, не зависящую от отношения сигнал/шум. Это позволяет обеспечить оптимальную работу ЦФАП при изменении уровней сигнала и шума.

Составлена математическая модель ЦФАП, имеющей астатизм второго порядка. Моделированием на ЭВМ исследовано влияние параметров системы на характер переходных процессов и дисперсию ошибки слежения при ряде значений отношения сигнал/шум.

Литература

1. Linn Y. Robust M-PSK phase detectors for carrier synchronization PLL in coherent receivers: theory and simulation//IEEE Trans. Commun. 2009. №6.

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

*М.А. Дубов, Д.Д. Стоянов, аспиранты; С.А. Юдкин, студ.;
рук. А.Л. Приоров, д.т.н., доц. (ЯрГУ, г. Ярославль)*

РАЗРАБОТКА АБОНЕНТСКОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА В ИНТЕРНЕТ НА ОСНОВЕ КОГНИТИВНОГО РАДИО

На сегодняшний день темпы развития мобильных устройств с доступом в интернет очень велики. Одной из главных проблем, ограничивающих этот рост, является нехватка частотного ресурса и его нерациональное использование. Поэтому на основе внедрения нового оборудования, которое должно проходить с учетом дальнейших перспектив развития, нужно решить данные проблемы с целью получения выгоды для операторов связи и конечных пользователей. Для их решения целесообразно использовать концепцию когнитивного радио [1].

Сканируя диапазон частот 50—850 МГц, когнитивное радио находит неиспользуемые части спектра и передает в них информацию. Использование такого диапазона частот позволяет передавать сигнал на расстояние порядка 50 км, не мешая лицензионным пользователям. Однако для осуществления обратной связи передатчик должен излучать достаточную мощность, что недопустимо, учитывая портативность устройства. Для этого предлагается передавать сигнал сначала на GSM станцию, которая будет ретранслировать наш сигнал на когнитивную базовую станцию на той же частоте, что и принимаемый абонентом сигнал. Это будет выполнимо в силу того, что объем принимаемого трафика на порядок больше передаваемого.

Данная структура организации сети особенно эффективна в районах с небольшой плотностью населения: поселки, пригородные районы. В таком случае сеть будет выглядеть следующим образом: центр города и районы с большой плотностью населения будут обслуживаться сотовыми базовыми станциями, например LTE, с радиусом действия 3—6 км, а окраина города и близлежащие населенные пункты — когнитивной базовой станцией, организация которой будет возможна на основе использования аппаратуры LTE. Таким образом, мы обеспечим дальнейшую масштабируемость и раз-

вертывание такой сети в короткие сроки, обеспечив доступность и широкополосную передачу данных на больших скоростях за пределами города. При этом затраты на реализацию будут на порядок меньше, чем в случае стандартного разбиения территории на соты с малым радиусом.

Литература

1. **Mitola J., Gerald M.** Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal // IEEE Personal Communications. 1999. P. 13—18.

Я.М. Жукова, студ.; рук. Л.В. Когновицкий, к.т.н., доц. («НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ СОТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ (СИСТЕМА CDMA)

Технология многостанционного (или множественного) доступа с кодовым разделением каналов (Code Division Multiple Access — CDMA) — технология связи, при которой каналы передачи имеют общую полосу частот, но разную кодовую модуляцию [1].

Сотовый принцип построения систем радиосвязи основан на том, что территория обслуживания разбивается на большое число малых ячеек обычно шестиугольной формы. В центре каждой ячейки располагается базовая станция (БС), которая осуществляет радиосвязь с подвижными станциями (ПС) на территории ячейки. Территориальное разнесение БС позволяет многократно использовать одни и те же частотные каналы, что существенно повышает эффективность системы радиосвязи.

На сегодняшний день существуют четыре поколения сотовой связи. 1G — 1-е поколение сотовой связи — аналоговая радиосвязь, которая предусматривала частотную модуляцию голоса и сигналов коммутации. 2G — второе поколение сотовой связи, которую сейчас активно использует большая часть рынка мобильной связи, в том числе и большая тройка российских сотовых операторов Билайн, МТС, Мегафон. 3G — это мобильная связь 3-го поколения, в основе которой лежит пакетная передача данных, и коммутация каналов. 4G — мобильная связь, позволяющая передавать данные, со скоростью от 100 Мбит в секунду и выше.

В работе проводится исследование системы подвижной связи, использующей CDMA. Рассматривается сравнение системы CDMA с системой, в которой используется частотная модуляция. Показано преимущество системы CDMA над этой системой. Изучается эффективность использования спектра системы CDMA, которая представляет собой отношение числа активных абонентов к ширине полосы частот передачи в сотовой системе.

Литература

1. **CDMA: прошлое, настоящее, будущее** / под ред. проф. Л.Е. Варакина и проф. Ю.С. Шинакова. — М.: МАС, 2003.

Ю.М. Инчагов, студ.; рук. А.Р. Болдырев, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПО РАСЧЕТУ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СПУТНИКОВОЙ РАДИОЛИНИИ СВЯЗИ

На основе программы [1] разработана программная оболочка на языке DELPHI, обеспечивающая лабораторный практикум направления «Системы спутниковой связи», входящий в состав курсов кафедры «Радиотехнические системы» ИРЭ НИУ «МЭИ». Указанное ПО позволяет производить расчет энергетики симплексной радиолинии спутниковой связи с режимами прямой ретрансляции или обработки сигнала на борту с использованием 130 параметров расчета.

Программная оболочка обеспечивает возможность использования инженерной методики пользователями различной степени подготовленности, в том числе — в учебных целях. В учебных режимах сокращается количество задаваемых студентом исходных параметров. Оболочка обладает русскоязычным интерфейсом, предусматривает различные режимы обработки и вывода результатов расчетов.

Важной задачей лабораторного практикума является сопоставление результатов теоретического расчета энергетических характеристик на основании исходных данных [2] с результатами измерений в действующей радиолинии спутниковой связи. Ранее разработанный стенд [3] кафедры РТС включает спутниковую станцию типа VSAT с модемом LinkStar ViaSat, работающую через ИСЗ «Intelsat 601». В состав макета входят измерительные приборы, цифровой спектроанализатор, источник дополнительных шумов, а также компьютер под управлением ОС «Windows XP».

Были проведены расчеты энергетических характеристик с помощью разработанного ПО, измерения реальных уровней сигнала и отношений «сигнал/шум» в радиолиниях с применением натурального стенда кафедры РТС, а также оборудования, предоставленного предприятием ОАО «ОНПЦ». Расчеты включали радиолинии с режимом прямой ретрансляции в диапазоне частот 11/14 ГГц (Ku) через ИСЗ «Intelsat 601», «Ямал 200». Показаны условия приемлемого отклонения результатов расчетов и измерений.

Литература

1. **Overview «SatMaster Pro Mk 6.4b»** Arrow Techn. Service, England, 2001.
2. **Спутниковая связь и вещание.** Справочник / под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997.
3. **Смирнов С.С.** Дипломный проект «Разработка натурального макета для исследования характеристик каналов связи в системах спутниковой связи типа VSAT», М.: МЭИ (ТУ), ИРЭ, РТС, 2012.

Д.А. Карпова, студ.; рук. А.Ю. Сизякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВЛИЯНИЕ МЕЖКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ НА КАЧЕСТВО РАБОТЫ CDMA ПРИЕМНИКА

Потребность в качественной телефонной связи вне зависимости от места нахождения стала одной из насущных потребностей современного человека. Большинство современных стандартов подвижной связи базируются на технологии CDMA, фактически на технологии DS-CDMA. Известно, что данная технология обладает лучшей спектральной эффективностью и помехозащищенностью, чем другие способы многостанционного доступа (TDMA, FDMA, FH-CDMA).

Суть DS-CDMA системы связи состоит в том, что передаваемые информационные символы расширяются соответствующей последовательностью длиной L чипов из ансамбля ортогональных последовательностей. Подобная операция расширяет полосу сигнала в L раз, но позволяет L абонентам работать одновременно, практически не создавая помех друг другу. Для нормальной работы такой системы требуется строгая временная синхронизация между сигналами всех абонентов. В мобильных системах связи требование временной синхронизации сложно выполнимо, поэтому в таких системах на передаваемую каждому абоненту информацию накладывают уникальную для каждого абонента скремблирующую последовательность.

После такой операции сигнал одного абонента уже не ортогонален сигналу другого, а выступает в виде источника помех типа БГШ, что ухудшает качество связи, и является платой за более мягкие требования к временной синхронизации. Данная разновидность DS-CDMA систем является асинхронной, а без наложения скремблирующей последовательности — синхронной или ортогональной DS-CDMA. Последняя обладает потенциально более высокой спектральной эффективностью, чем асинхронная DS-CDMA, но ввиду повышенных требований к временной синхронизации больше предназначена для фиксированной связи.

В докладе приведены результаты имитационного моделирования приемо-передающего тракта системы связи с ортогональной DS-CDMA при приеме своего сигнала на фоне межканальных помех и внутреннего шума приемника при условии точной временной синхронизации приемника и линейности приемопередающего тракта. Качество связи оценивается зависимостью BER от отношения E_b/N_0 . Приведены численные оценки влияния числа межканальных помех и их мощности на качество связи своего абонента. Моделирование проведено в пакете MatLab.

Лыу Хай Нам, асп.; рук. А.Ю. Сизякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА КАЧЕСТВО РАБОТЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В настоящее время задача создания эффективных спутниковых систем связи является исключительно актуальной, особенно для России, учитывая огромную площадь ее территории. Использование геостационарных искусственных спутников Земли (ИСЗ) в таких системах является выгодным, поскольку спутник при этом оказывается неподвижным относительно земных станций [1, 2].

В докладе изложены результаты анализа характеристик качества спутниковой системы с нелинейным ретранслятором, расположенным на геостационарном ИСЗ, если на вход ствола РТР поступает несколько разнесенных по частоте сигналов с модуляцией ФМ—М или КАМ—М. Рассматривается усиление группового сигнала в бортовом нелинейном усилителе мощности, реализованном на лампе бегущей волны (ЛБВ).

Известно, что помимо нелинейности амплитудной характеристики усилитель на ЛБВ имеет неравномерную фазоамплитудную характеристику. При анализе влияния параметров ЛБВ на выходной сигнал усилителя результаты работы, приведенные в докладе, учитывают оба фактора, приводящие к искажению спектра группового сигнала, в том числе появление интермодуляционных компонент в полосе группового сигнала.

Проведен анализ формы спектров сигналов ФМ—М и КАМ—М на выходе нелинейного УМ в зависимости от режима его работы и положения рабочей точки на характеристике относительно уровня мощности насыщения. Показано, что при использовании сигналов КАМ—М требуется снижение рабочей точки УМ по меньшей мере на 5 дБ относительно точки насыщения, сигналы 2ФМ и 4ФМ не требуют такого снижения и являются более энергоэффективными.

На основании результатов работы делается вывод, что для маломощных усилителей передатчиков радиосистем лучше использовать сигналы с модуляцией ФМ—М при $M = 2; 4$. Так можно уменьшить проигрыш относительно максимальной мощности УМ (мощности насыщения) и резко повысить энергетическую эффективность системы.

Литература

1. **Скляр Б.** Цифровая связь. – М., СПб., Киев: Издательский дом «Вильямс», 2003.
2. **Гаранин М.В., Кунегин С.В., Журавлев В.И.** Системы передачи информации. – М.: Радио и связь, 2001.

Д.С. Самарина, студ.; рук. А.Ю. Сизякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ВЛИЯНИЕ СИСТЕМЫ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ НА КАЧЕСТВО ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ

Тактовой синхронизацией называется процесс подстройки значащих моментов цифрового сигнала для установления и поддержания требуемых временных соотношений. За счет синхронизации поддерживается непрерывность передаваемой информации и обеспечивается ее целостность, т.е. определяется положение передаваемых кодовых слов и их последовательность. Временная синхронизация цифровых систем — основа их нормальной работы.

Синхроинформация может поступать в приемник различными способами: непрерывно по отдельному выделенному каналу; периодически в перерывах между информационными символами или непосредственно извлекаться из информационного сигнала. В последнем случае также существуют различные варианты. Если для кодирования символов информации используются электрические импульсы, в спектре которых имеется составляющая на тактовой частоте, то в приемнике достаточно организовать кольцо слежения за фазой этой составляющей спектра информационного сигнала. Примерами такой кодировки являются бинарный униполярный код с возвратом к нулю (RZ) и биполярный код RZ – AMI [1]. Другие коды, например, NRZ-L и его разновидности NRZ-M и NRZ-S, порождают электрические сигналы, в спектре которых отсутствуют составляющие на тактовой и/или кратных ей частотах. Для работы систем тактовой синхронизации в этих случаях применяются специальные меры, восстанавливающие требуемую составляющую в спектре сигнала.

В процессе тактовой синхронизации устанавливается точное временное соответствие между переходами в принимаемом сигнале и фазой (положением на временном символьном интервале) последовательности тактовых импульсов местного генератора приемника. Под тактовыми импульсами понимаем периодически повторяющиеся импульсы местного генератора, следующие с частотой, равной частоте повторения символов (битов) в информационном сигнале.

В докладе рассмотрены три варианта построения систем тактовой синхронизации: разомкнутые и замкнутая. С использованием имитационного моделирования получены сравнительные характеристики качества работы демодулятора при использовании различных кодов каналов.

Литература

1. **Галкин В.А.** Цифровая мобильная радиосвязь. – М.: Горячая линия—Телеком, 2007.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ГРУППОВОЙ ВИДЕОКОНФЕРЕНЦСВЯЗИ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Естественное общение для человека — это возможность не только слышать, но и видеть собеседника. Обеспечить такое общение при использовании телекоммуникаций возможно с помощью систем видеоконференцсвязи (ВКС). В настоящее время системы ВКС успешно применяются в корпоративном секторе, органах власти, медицине, образовании и других сферах [1, 2].

Из большого числа различных систем ВКС особую группу составляют мобильные системы ВКС. Такие системы используются, как правило, в особых условиях, когда нет возможности задействовать существующую телекоммуникационную инфраструктуру или такая инфраструктура просто не существует. Основными отличительными особенностями мобильных систем ВКС являются:

- конфигурация сети постоянно меняется в связи с постоянным перемещением участников ВКС в пространстве;
- на абонентское оборудование постоянно воздействуют сильные акустические шумы, помехи и эхосигналы, затрудняющие общение всех участников ВКС;
- устройства, входящие в состав мобильной ВКС, имеют невысокую вычислительную мощность;
- существует необходимость в дополнительной защите (маскирование или шифрование) аудио- и видеосигналов внутри ВКС.

Поэтому представляется актуальным проведение комплексного исследования в области мобильной ВКС, когда все используемые в системе алгоритмы созданы специально для данного вида связи. Такой подход позволит создать целостную энергоэффективную телекоммуникационную систему реального времени, обладающую необходимыми для мобильной ВКС свойствами.

Литература

1. **Организация** системы видеоконференцсвязи с использованием алгоритма множественных деревьев / В.В. Тупицын, А.Н. Тараканов, А.Н. Ермаков и др. // Сб. докл. 14-й междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2012. С. 95–96.

2. **Алгоритм** построения множественных деревьев для пиринговых сетей / В.В. Тупицын, А.Н. Тараканов, А.Н. Ермаков и др. // Сб. статей 12-й междунар. науч.-практ. конф. «Фундаментальные и прикладные исследования, разработка и применение высоких технологий в промышленности». 2012. С. 170–173.

Секция 9

КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

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

Б.С. Ринкевичюс

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

А.С. Акентьев, студ.; рук. А.Л. Соколов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ ДЛЯ РАСЧЕТА УГЛОВОГО ОТКЛОНЕНИЯ ОСИ ЛАЗЕРНОГО ЛУЧА, ОТРАЖЕННОГО ОТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В настоящее время для уточнения координат космического аппарата широко используется метод лазерной локации. При этом возникает ряд проблем.

Так, вследствие скоростной аберрации света возникает отклонение оси лазерного луча, отраженного от уголкового отражателя на космическом аппарате. Величина углового отклонения α определяется формулой (1) [1]:

$$\alpha = \frac{2v}{c}, \quad (1)$$

где v — видимая скорость космического аппарата относительно локационной станции на земле; c — скорость света в вакууме. Угловое отклонение оси лазерного луча зависит от высоты орбиты космического аппарата и может достигать при небольших высотах примерно 10 угловых секунд, что означает смещение центра светового пятна на поверхности Земли на десятки и сотни метров от передатчика [2].

Целью работы являлась разработка программы для расчета углового отклонения оси лазерного луча, отраженного от уголкового отражателя на космическом аппарате. В работе проведено сравнение тестовых результатов, полученных в ходе эксперимента, проводимого в ОАО «НПК «СПП» и теоретических результатов, полученных в программе.

В докладе отображено влияние взаимного расположения локационной станции и космического аппарата на величину углового отклонения оси лазерного луча. Приведен способ описания взаимного расположения локационной станции и космического аппарата. На основании результатов расчета программы предлагаются способы минимизации влияния скоростной аберрации света, возникающей при лазерной локации космических аппаратов.

Литература

1. **David A. Arnold.** Velocity aberration // 13th International laser ranging workshop, Washington, October 2002.
2. **Соколов А.Л., Мурашкин В.В.** Дифракционно-оптические элементы с радиальной симметрией // Оптика и спектроскопия. Т. 111. 2011. № 6. С. 900-907.

М.В. Борькина, студ.; рук. Н.М. Скорнякова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЛИНЫ ВОЛН ГЕНЕРАЦИИ ДВУХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Режим работы системы охлаждения энергетической установки в значительной степени зависит от состояния той части поверхности системы, которая контактирует с областью высоких температур установки. В процессе эксплуатации энергетической установки на рабочей поверхности системы охлаждения образуется пленка, состоящая из различного рода окислов с низкой теплопроводностью. Толщина пленки со временем возрастает, что, в конечном счете, приводит к значительному уменьшению теплоотвода из области высоких температур энергетической установки, а значит, и к нарушению ее теплового режима. При этом наблюдается уменьшение КПД установки. Для повышения энергетической эффективности установки необходимо контролировать толщину пленки на рабочей поверхности системы охлаждения. В случае возрастания толщины пленки до критической величины система контроля должна выдавать сигнал тревоги. Так как рабочая поверхность системы охлаждения находится, как правило, на труднодоступных участках энергетической установки, то система контроля должна базироваться на бесконтактном методе измерений толщины пленки. Поэтому определение длин волн отраженного от энергетической установки излучения представляется актуальной задачей [1].

В работе используется спектральный метод определения длины волны. При облучении рабочей поверхности системы охлаждения направленным пучком белого света по мере изменения толщины пленки будет изменяться цвет, то есть спектральный состав, отраженного от нее излучения. Для анализа спектрального состава отраженного света можно использовать дифракционную решетку. Точность такого анализа определяется параметрами решетки.

При определении длины волны монохроматического излучения использовано излучение двух полупроводниковых лазеров с длиной волны $\lambda_1 = 0,533$ мкм и $\lambda_2 = 0,650$ мкм. Дифракционные решетки, примененные в работе, имеют плотности 50 шт/мм, 150 шт/мм и 500 шт/мм.

Литература

1. Ландсберг Г.С. Оптика. М.: Физматлит, 2003. — 848 с.
2. Крайский А.В., Миронова Т.В., Султанов Т.Т. Измерение поверхностного распределения длины волны узкополосного излучения колориметрическим методом // Квантовая электроника. 2010. Т. 40. № 7.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ОБРАЗОВАНИЯ КАУСТИК В ЗАДАЧАХ ЛАЗЕРНОЙ РЕФРАКТОГРАФИИ

Лазерная рефрактография — новый метод лазерной диагностики оптически неоднородных сред, основанный на явлении рефракции структурированного лазерного излучения в оптически неоднородных средах [1]. В этом методе важно знать области образования каустики, огибающей совокупности лучей при распространении излучения в таких средах. Использование структурированного лазерного излучения позволяет проводить визуализацию каустики и проследивать их формирование.

В данной работе рассматривается образование каустики в плоскостой среде, в которой показатель преломления является функцией только одной декартовой координаты. Траектории хода лучей, изображенных на рис. 1, лежат в плоскости XOZ и задаются как функции $z(x)$. Соответствующая функция описывается формулой (1).

$$z(x) = z_0 + \int_0^x \frac{n_0 \sin \alpha_0 dx}{\sqrt{n^2(x) - n_0^2 \sin^2 \alpha_0}}, \quad (1)$$

где z_0 , α_0 , n_0 — начальные условия, функция $n(x)$ описывается формулой (2).

$$n(x) = n_0 \left[1 + \delta n \exp\left(-\frac{a}{x}\right) \right] = 1,33 \left[1 + 0,01 \exp\left(-\frac{0,001}{x}\right) \right] \quad (2)$$

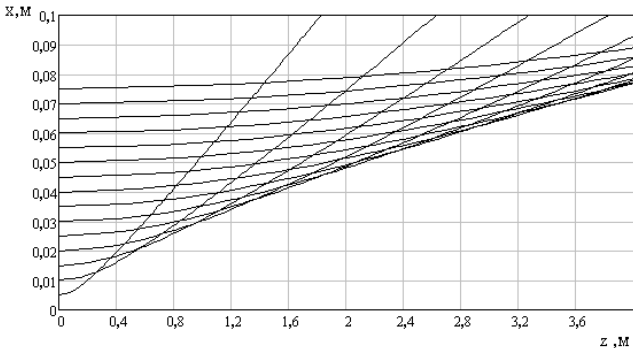


Рис. 1. Образование каустики в слоисто-неоднородной среде

Литература

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

*Р.Р. Зайнуллин, А.М. Синицин, аспиранты;
рук. В. А. Уланов, д.ф.-м.н, проф. (КГЭУ, г. Казань)*

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПАРАМАГНИТНЫЙ РЕЗОНАНС В ХАЛЬКОГЕНИДАХ СВИНЦА ЛЕГИРОВАННЫХ ИОНАМИ МАРГАНЦА

В последние два десятилетия все большее внимание исследователей стали привлекать свойства полупроводниковых кристаллов, обусловленные различными дефектами их кристаллических решеток. Особенно интересными с точки зрения теории и практики оказались искусственно создаваемые дефектные структуры, называемые квантовыми точками и квантовыми ямами. Поскольку свойства таких дефектных структур могут быть использованы при создании приборов квантовой электроники и нанoeлектроники, поиск новых способов синтеза сложных примесных кластеров в объеме полупроводниковых кристаллов является актуальной задачей.

Настоящая работа посвящена исследованию методом ЭПР условий образования, структуры и магнитных свойств примесных парамагнитных центров марганца образовавшихся в полупроводниковых кристаллах галенита (PbS) в процессе их легирования.

Для проведения экспериментов использовался спектрометр E-12 фирмы «Varian», принадлежащий центру коллективного пользования КФТИ КазНЦ РАН. Эксперименты проводились на частоте 9,3 ГГц при температурах 4,2 К (жидкий гелий) и 77 К (жидкий азот). Угловые зависимости спектров ЭПР изучались путем вращения исследуемых образцов вокруг двух осей симметрии кристаллической решетки — [001] и [110]. При этом линии магнитной компоненты СВЧ поля в резонаторе спектрометра были параллельными оси вращения образца. Спектры ЭПР содержали 6 линий, обязанных сверхтонкому взаимодействию электронного момента иона Mn^{2+} с его ядерным моментом. Кроме того, по обеим сторонам каждой сверхтонкой компоненты обнаружены дополнительные линии, интенсивности которых примерно в 6 раз меньше интенсивностей основных линий. Результаты изучения угловых зависимостей в спектрах ЭПР свидетельствуют о кубической симметрии обнаруженного центра. Дополнительные линии указывают на наличие суперсверхтонкого взаимодействия с ядром одного из ближайших к марганцу катионов свинца.

Кроме линий ЭПР, принадлежащих парамагнитным центрам марганца, в магнитных полях от 0 до 70 мТ при $T = 4,2$ К обнаружены группы узких линий, которые, по нашему мнению, возникают вследствие нерезонансного поглощения мощности СВЧ поля в сверхпроводящих доменах, образующихся в кристалле при температурах $T < 7$ К.

Е.А. Карасева, студ.; рук. А.Л. Соколов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПУТНИКОВЫХ РЕТРОРЕФЛЕКТОРНЫХ СИСТЕМ

В настоящее время в мире развернуто несколько крупных систем глобальной спутниковой навигации. Такие как GPS (США), GLONASS (Россия), GALILEO (Евросоюз), Compass или BeiDou (Китай).

В данном докладе произведен сравнительный анализ основных характеристик различных ретрорефлекторных систем. Все эти системы имеют разное количество космических аппаратов (КА) в своих созвездиях. Спутники в свою очередь отличаются по массе и габаритам, числу и размерам панелей уголковых отражателей (УО), а так же видами покрытий УО.

Автором был проведен расчет оптимального размера УО в зависимости от высоты орбиты в случае каждой ретрорефлекторной системы.

Таблица 1

Лазерные ретрорефлекторные системы

Ретрорефлекторная система	Высота орбиты	Количество КА	Количество СВ на КА	Тип отражающего покрытия	Диаметр УО, мм
GPS	20150	24	32	А1	28
Galileo	23916	27	76	А1	28
GLONASS	19100	24	132	А1	28
Compass	21500	13	42	ПВО	33

Также автором приводится обоснование параметров российских УО через сравнение с китайской системой Compass. Был проведен расчет углового отклонения вследствие явления скоростной абберации.

В процессе лазерной локации УО это явление обуславливает необходимость, особенно при локации узким пучком с расходимостью в несколько единиц угловых секунд, вводить упреждающий угол в направлении движения спутника в соответствии с формулой (1):

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2v}{c}, \quad (1)$$

где v — проекция относительной скорости на плоскость изображения (или иначе; v — видимая скорость спутника); c — скорость света в вакууме [1].

Литература

1. **Игнатенко Ю.В., Тряпицын В.Н., Игнатенко И.Ю.** Отклонение света от заданного направления в околоземном космическом пространстве // Исследовано в России. 2009. Т. 12. С. 344—353.
2. **Соколов А.Л., Мурашкин В.Н.** Дифракционные свойства уголковых отражателей // Фотоника. 2011. № 3.
3. **Degnan John J.** Millimeter Accuracy Satellite Laser Ranging // A Review. Contribution of Space Geodesy to Geodynamics: Technology. 1997. V.25. P. 133.

ОПТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТОКОВ В МОДЕЛЯХ ТОПОЧНЫХ КАМЕР

В данной работе рассматривается возможность применения метода анемометрии по изображениям частиц (АИЧ) для исследования процессов горения топлива и распределения температуры в пространстве топочных камер, а также создание экспериментальной установки для лабораторного моделирования сложных турбулентных течений в приведенных устройствах.

Анемометрия по изображениям частиц — одно из перспективных направлений в методах исследования потоков [1, 2]. Метод АИЧ обладает рядом достоинств, таких как бесконтактность, возможность измерять мгновенные поля скоростей, широкий диапазон измеряемых скоростей [3]. Исследуемый поток частиц жидкости или газа подсвечивается импульсным лазером. CCD камера регистрирует изменения положения частиц в моменты двух последовательных вспышек лазера и передает изображения на персональный компьютер для последующей обработки. Скорость потока определяется расчетом перемещения, которое совершают частицы за время между вспышками лазера.

Представлена созданная автором экспериментальная установка, имитирующая устройство топочной камеры, в которой искусственно созданы течения частиц в виде водяного пара. Картины визуализации подверглись компьютерной кросскорреляционной обработке. В итоге были построены векторные поля скоростей исследуемых аэродинамических потоков. Методика исследований аэродинамики топочных камер позволяет проводить исследования в топочных камерах на предмет оптимизации процессов горения. При разработке новых объектов возможно получение рекомендации по увеличению эффективности работы топочных камер.

Литература

1. **Скорнякова Н.М.** Оптические методы диагностики микропотоков // Оптические методы исследования потоков 2009: Сб. трудов МНТК. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.
2. **Адриан Р.Дж.** Двадцать лет оптическому методу измерения полей скорости жидкости или газа в выбранном сечении потока // *Experiments in Fluids*. 2005. С. 39.
3. **Баун М.Р., Макиннес Дж.М. и Аллен Р.В.К.** Моделирование и измерение скорости потока в микроканалах сложной конфигурации с помощью метода микро-PIV // *Meas. Sci. Technol*. 2005. 16.

О.О. Костина, студ.; рук. В.В. Близнюк, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ДИАГНОСТИКА ШИРОКИХ ЛАЗЕРНЫХ ПУЧКОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРЕСТООБРАЗНОГО ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

В повседневной метрологической практике при диагностике лазерных пучков основное внимание уделяется измерениям мощности излучения и ее пространственного распределения. Методы таких измерений и метрологические параметры рабочих средств измерений (РСИ), используемых для их проведения, регламентированы ГОСТ 8.275 – 2007, ГОСТ Р ИСО 11554 – 2008, ГОСТ Р ИСО/ТР 11146-3 – 2008 и ГОСТ Р ИСО 13694 – 2011 (Е).

Нами проведен подробный анализ требований, предъявляемых в рамках этих стандартов к РСИ энергетических и пространственно-энергетических параметров лазерного излучения. В результате анализа установлено, что требуемые метрологические параметры РСИ достаточно просто обеспечиваются в случае диагностики узкого лазерного пучка [1]. В то же время существует целый ряд задач, решение которых тесно связано с диагностикой широких лазерных пучков [2]. Одной из таких задач является определение модового состава прямого излучения лазерных диодов, характеризующегося большой расходимостью.

Для определения модового состава излучения лазерного диода предлагается использовать широкоапертурное фотоприемное устройство, которое представляет собой крестообразно расположенные на кремниевой пластине планарные фотодиоды. Система фотодиодов с прямоугольными приемными площадками $0,5 \times 0,2 \text{ мм}^2$ ориентирована так, что длинные стороны приемных площадок фотодиодов параллельны длинной оси поперечного сечения диагностируемого пучка излучения. Такое расположение фотодиодов позволяет с высокой степенью точности совмещать центр кремниевой пластины с осью лазерного пучка. Анализ величин выходных сигналов фотодиодов, находящихся на разных расстояниях от центра пластины, позволяет определить, является ли излучение одномодовым.

Литература

1. **Измерения** пространственно-энергетических параметров коллимированного излучения полупроводниковых лазеров с помощью координатно-чувствительного измерительного преобразователя / В.В. Близнюк, И.В. Крайнов, Е.А. Мороз и др. // Лазеры. Измерения. Информация 2011: Сборник докладов 21-й Междунар. конф. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011. Т. 1.

2. **Тарасов И.С.** Мощные полупроводниковые лазеры на основе гетероструктур раздельного ограничения // Квантовая электроника. 2010. Т. 40. № 8.

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЛАЗЕРНЫЙ ВАТТМЕТР-ДЖОУЛЬМЕТР

В связи с вводом в действие ГОСТ 8.275-2007 и ГОСТ Р ИСО 11554—2008 крайне актуальными стали разработки нового поколения рабочих средств измерений (РСИ) энергетических параметров лазерного излучения — лазерных ваттметров-джоульметров.

Целью настоящей работы является создание лазерного ваттметра-джоульметра (ЛВД) на базе серийного РСИ средней мощности лазерного излучения ИМО-4 [1]. Одним из достоинств ИМО-4 является возможность проведения его автономной калибровки методом замещения оптического нагрева электрическим. Но ему присущ общий для всех колориметров недостаток — большая инерционность, которую можно устранить, если ИМО-4 интегрировать с быстродействующими фотоприемниками оптического излучения — фотодиодами.

Конструктивно основные элементы джоульметра — планарные диоды — интегрированы в структуру кремневого преобразовательного элемента ИМО-4. Использование планарной технологии позволяет обеспечить идентичность параметров ветвей термопар и фотодиодов. Конструкция ЛВД обеспечивает такой режим его работы, при котором падающее на приемный элемент ЛВД излучение мощностью 3 Вт вызывает перегрев рабочей зоны коллектора энергии ИМОЛ-4 не более 1,5 К. Это позволяет обеспечивать нормальный температурный режим работы.

Калибровка джоульметра сводится к калибровке его основных элементов — планарных фотодиодов. Автономная калибровка отдельных фотодиодов не представляется возможным. Однако в нашем случае фотодиоды интегрированы в структуру ЛВД, и потому как термопреобразователи, так и фотопреобразователи реагируют на одно и тоже оптическое воздействие. В результате этого появляется возможность сопоставления выходных сигналов термопарных батарей и фотодиодов, и осуществляется автономная калибровка фотодиода. Это является отличительной особенностью разрабатываемого ЛВД. Калибровка фотодиода может быть осуществлена только на постоянном токе. Поэтому при измерениях пиковых значений мощности оптического импульса результатами калибровки можно пользоваться только в области линейности световой характеристики фотодиодов.

Литература

1. **Близинок В.В., Тинаев А.А.** Разработка высокоточного рабочего средства измерений средней мощности лазерного излучения с учетом особенностей формирования выходного сигнала планарной термопары // *Лазеры. Измерения. Информатика*. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010.

СРАВНЕНИЕ ФОТОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ПРОЦЕССОВ

В современных исследованиях быстропротекающих процессов используются лазерные методы, которые позволяют в реальном времени наблюдать происходящий процесс [1]. Но для того чтобы детально изучить данный процесс его необходимо зарегистрировать, для этого используется большое количество фотоприемных устройств, как в видимом, так и в инфракрасном диапазоне.

Автором проведен сравнительный анализ двух камер, отличающихся типом матрицы, ее физическими размерами, характеристиками самой камеры и скоростью серийной съемки. Результаты анализа приводятся не только в виде изображений этих процессов, но и в результате обработки полученных данных с помощью PIV-анализа.

Камеры анализировались на эксперименте с возникновением конвекционных потоков вследствие падения в холодную воду разогретого металлического шара до $t \approx 90$ °С. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.

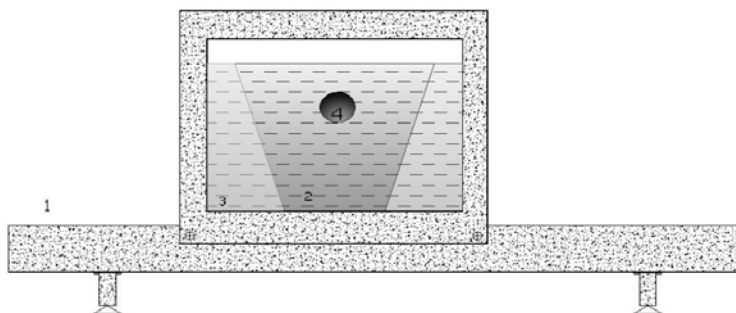


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

1 — металлический корпус установки; 2 — лазерная «плоскость» от встроенного в корпус лазера; 3 — кювета с водой; 4 — нагретый металлический шар

В заключении будут приведены полученные снимки для данного эксперимента с 2 фотокамер при одинаковых параметрах экспозиции.

Литература

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

М.С. Кузьмичева, студ.; рук. И.Л. Расковская, к.ф.-м.н., доц.
(НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕФРАКТОГРАММ ЛИНЕЙНО СТРУКТУРИРОВАННОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Для экспериментального исследования тепловых процессов в жидкостях и газах в настоящее время используется метод лазерной рефрактографии, заключающийся в зондировании исследуемой среды структурированным лазерным излучением, цифровой регистрации прошедшего излучения и компьютерной обработки рефракционных картин [1]. Для моделирования рефрактограмм используется метод решения уравнений геометрической оптики применительно к неоднородным средам. Однако при наличии сложной лучевой картины в среде, формировании каустик и необходимости учета дифракционных эффектов геометрикооптический подход оказывается несостоятельным и требуется применение волновых методов.

Автором был разработан алгоритм расчета лазерных рефрактограмм на основе решения волнового уравнения. При расчете рефрактограмм в области применимости геометрической оптики и в области дифракции Френеля возникают проблемы, связанные с требованием значительных вычислительных ресурсов из-за наличия быстро осциллирующей функции под знаком интеграла. Данная работа посвящена реализации алгоритма в среде программирования *Delphi*, что позволяет снизить время расчета. Приведены типичные лазерные рефрактограммы, рассчитанные для линейно структурированного лазерного излучения, прошедшего цилиндрический неоднородный слой.

Литература

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

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ СОСТОЯНИЯ УЗЛОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ИЗ КРЕМНИЯ

В оптических схемах контроля состояния различных узлов энергетических установок широко используется метод диагностики излучения, основанный на использовании законов отражения и преломления световой волны с различной поляризацией. В работе показано, что эффективность такого метода высока при использовании ИК-излучения для контроля состояния узлов энергетических установок, изготовленных из кремния. Связано это с тем, что при падении на кремний излучения с длиной волны большей 0,95 мкм имеет место френелевское отражение от его поверхности. Это позволяет достаточно просто определять угол Брюстера, а значит, и показатель преломления кремния. Однако в ходе эксплуатации энергетических установок происходят структурные изменения в объеме кремния, приводящие к уменьшению его прозрачности и нарушению условий выполнения закона Брюстера. В этом случае оптические константы кремния определяются путем измерений главного угла и расчета отношения амплитуд светового вектора электрической напряженности в плоскости падения и в плоскости, перпендикулярной к ней, при угле падения, равном главному углу [1].

При моделировании процесса старения кремния в качестве диагностирующего использовано коллимированное излучение лазерного диода с длиной волны 0,98 мкм. Кремниевые узлы установок имеют большие толщины, что обеспечивает выполнение условия однократного отражения. Нами установлено, что условие однократного отражения излучения с длиной волны 0,98 мкм выполняется и в том случае, если макетом узла установки служит пластина из слаболегированного кремния толщиной 0,6 мм. Натурные исследования показали, что оптические константы исходной пластины $n_{Si} = 3,57$ и $\kappa_{Si} = 0,103$, а пластины из состарившегося кремния — $n_{Si} = 3,57$ и $\kappa_{Si} = 0,142$. Все это указывает на уменьшение прозрачности кремния. Значения найденных оптических констант исходного кремния практически не отличаются от приведенных в справочниках по оптическим свойствам полупроводников [2].

Литература

1. **Поль Р.В.** Введение в оптику. М. – Л.: ОГИЗ, 1947.
2. **Гавриленко В.И., Грехов А.М., Корбутяк Д.В., Литовченко В.Г.** Оптические свойства полупроводников: справочник. Киев: Наукова думка, 1987.

АНАЛИЗ РАБОТЫ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ДАТЧИКА ПОВОРОТА

Рассмотрен новый принцип построения датчика угла поворота на основе периодического растра и фотоприемной матрицы (ФМ). В предлагаемом датчике информация об угле поворота извлекается из изображения периодического растра без применения кодовых последовательностей, что позволяет добиться низкой погрешности измерений [1].

Принцип действия углового датчика основан на измерении угла наклона полос периодического растра, закрепленного на оси объекта. Для регистрации изображения полос используется ФМ. Изображение на ней представляет собой чередование темных и светлых полос. По их наклону определяется абсолютный угол поворота объекта, на котором закреплен растр, относительно строк ФМ. Значение угла вычисляется при обработке всего изображения. Малая погрешность измерений обеспечивается за счет большого количества точек измерительного массива, определяемого числом пикселей ФМ.

Для оценки точностных параметров экспериментальной установки вычислялся угол наклона полос по изложенному выше алгоритму при одновременном его изменении поворотной платформой. Минимальная погрешность измерений угла поворота в интервале $20\text{—}45^\circ$ составляет $\pm 5''$. После калибровки платформы в зависимости $\sigma(\alpha)$ практически отсутствует систематическая составляющая, а максимальная погрешность, определенная экспериментально, составляет $\pm 0,5'$.

Используемый принцип построения датчика позволяет снизить его чувствительность к погрешностям установки, что обеспечивает высокую точность измерений массогабаритных параметров. При измерениях СКП определения углового положения растра составила не более $5''$. При ее определении были учтены шумы, вносимые размерами пикселей фотоприемной матрицы и неодинаковым расстоянием между пикселями в строках и столбцах.

Литература

1. Орлов Д.А., Неверова Е.А., Дмитриев С.В. Датчик угла поворота на основе периодического растра и фотоприемной матрицы в полнокадровом режиме // Метрология. 2011. № 8. С. 34—37.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛЯРИЗУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПОЛЯРОИДА, ИСПОЛЬЗУЕМОГО В ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОМ МОДУЛЕ «ИЗУЧЕНИЕ ЗАКОНА МАЛЮСА»

Целью данной работы является установление возможности использования поляроида для получения линейно поляризованного излучения. Для этого проведен сравнительный анализ поляризационных характеристик поляроида и поляризационной призмы. Работа проведена на исследовательском модуле ШМ-19 «Изучение поляризации света. Закон Малюса». В качестве источников излучения использованы: высоко энергетически эффективная светодиодная матрица из четырех светодиодов, излучающих красный свет ($\lambda = 630$ нм), полупроводниковый лазер с линейно поляризованным излучением на длине волны 530 нм. Поляроид и поляризационная призма устанавливались на выходе светодиодной матрицы поочередно. Анализирующим элементом являлся поляроид, установленный перед приемником излучения.

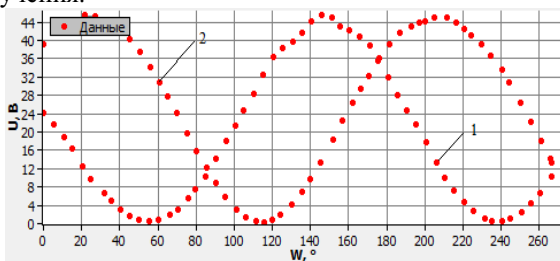


Рис. 1. Зависимость фототока от угла поворота анализатора в случае использования: 1 — поляроида, 2 — призмы

На рис. 1 сопоставлены результаты измерений поляризационных характеристик поляроида и призмы при использовании в качестве источника излучения лазерного диода. Из рисунка видно, что поляризующая способность призмы больше, чем поляроида. Наряду с этим необходимо отметить, что степень поляризации излучения, обеспечиваемая поляроидом, зависит от наклона плоскости, в которой находится пленка, относительно оси падающего на него излучения [1]. В случае использования в качестве источника излучения светодиодной матрицы, возникают значительные сложности с юстировкой модуля, чего нет при использовании широкоапертурного поляроида. При этом установлено, что эффективность использования призмы становится хуже, чем эффективность использования поляроида.

Литература

1. Витязев А.В., Демченко В.А., Коротяев В.В. Влияние поворотов пленочных поляроидов на состояние поляризации излучения // Оптический журнал. 1998. Т. 65. №1. С. 38—40.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФОРМЫ И ТЕМПЕРАТУРЫ ТЕПЛОЙ ВОЗДУШНОЙ СТРУИ ЛАЗЕРНЫМ РЕФРАКЦИОННЫМ МЕТОДОМ

Оптически неоднородные потоки в газах являются одним из широко распространенных видов течений, наблюдаемыми в природе (например, потоки воздуха около нагретых и охлажденных участков земной поверхности), и в многочисленных технических устройствах (в турбинах двигателей, потоки около нагретых поверхностей в энергетических установках и др.). Рассматривается методика моделирования рефракционных картин плоского лазерного пучка при прохождении через газовый поток. В качестве примера выбрана тепловая воздушная струя высокой температуры. В схеме установки (рис. 1) в качестве источника излучения используется лазер 1. Лазерный пучок 2 проходит через тепловую воздушную струю 4, формируемую с помощью высокотемпературного фена 3, и попадает на матовый экран 5. На экране наблюдается след лазерного пучка с искажениями, связанными с рефракцией лазерного излучения на тепловой оптической неоднородности.

По проведенным расчетам траекторий было установлено, что для струи правильной (конической) формы величина максимального градиента одинакова по всем поперечным сечениям, таким образом для определения температуры нужно выбрать то сечение, где отклонение наиболее удобно зарегистрировать, это связано с уширением лазерного пучка и, как следствие, большего перекрытия, нужно также подбирать наилучшее расстояние до экрана.

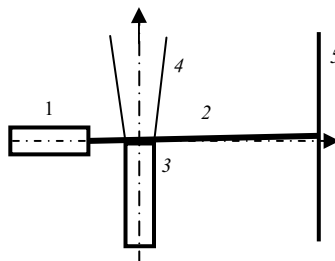


Рис. 1. Схема установки:
1 — лазер, 2 — лазерный пучок,
3 — фен, 4 — воздушная струя,
5 — экран

Литература

1. Евтихиева О.А., Лапицкий К.М., Толкачев А.В. Анализ параметров тепловой воздушной струи лазерным рефрактографическим методом // Оптические методы исследования потоков: XI Межд. науч.-технич. конференция [Электронный ресурс]: Труды конференции. — Электрон. дан. — М.: МЭИ (ТУ), 2011. — 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). — Доклад № 6, 12 с. — ISBN 978-5-9902974-1-8. — Гос. регистр. № 0321101669.

А.М. Синицин, Р.Р. Зайнуллин, аспиранты;
рук. В.А. Уланов, д.ф.-м.н., проф. (КГЭУ, г. Казань)

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПАРАМАГНИТНЫЙ РЕЗОНАНС В ГАЛЕНИТЕ С ПРИМЕСЬЮ ГАДОЛИНИЯ

Кристаллы галенита (сульфида свинца) были одними из первых материалов, на которых возникла полупроводниковая электроника. Галенит является фоточувствительным материалом с малой шириной запрещенной зоны $\Delta E_z \approx 0,41$ эВ, имеет непараболическую зону проводимости и обладает большим значением статической диэлектрической проницаемости.

В данной работе методом электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) изучались магнитные свойства и структура примесных центров гадолиния. ЭПР наблюдался на частоте 9,3 ГГц на спектрометре E-12 фирмы «Varian» при температурах 4,2, 77 и 300 К. Было установлено, что в исследуемом образце при комнатной температуре ($T = 300$ К) линии ЭПР не наблюдаются. При температурах 77 и 4,2 К в образцах обнаружена линия шириной около 5 Гс, характеризуемая изотропным g -фактором $2,0025 \pm 0,0005$. При температуре жидкого гелия в образцах с концентрацией гадолиния 0,01 вес.% кроме линии с $g = 2,0025 \pm 0,0005$, наблюдаются семь широких линий, характерных для парамагнитного центра со спиновым моментом $S = 7/2$. Наблюдаемые линии являлись компонентами тонкой структуры спектра ЭПР. Резонансное поле центральной линии равнялось 325 мТ и от ориентации вектора напряженности внешнего магнитного поля не зависело. Оно соответствовало изотропному $g = 2,0020 \pm 0,0005$. Боковые линии (по три с каждой стороны) оказывались в экстремальных положения в ориентациях $B_0 \parallel [001]$. Удивительным является то, что в кристаллах с концентрацией гадолиния $\sim 0,1$ вес.% такие линии не были обнаружены как при температуре 4,2 К, так и при более высоких температурах. Мы полагаем, что в данном случае наблюдается эффект, связанный с гибридизацией состояний примесного гадолиния с состояниями электронов проводимости. Теоретическое обоснование возможности возникновения локальных магнитных моментов примесных переходных ионов и существующей с ними спиновой поляризации электронов проводимости было дано в работе [1], где было показано, что возрастание концентрации примеси переходного иона может привести к делокализации электронов его внешней электронной оболочки.

Литература

1. Окулов В.И., Памятных Е.А., Силин В.П. К теоретическому описанию низкотемпературных эффектов в металлах и легированных полупроводниках на основе квантовой теории электронной жидкости // ФНТ. 2009. Т. 35. № 8—9. С. 891—903.

Н.Н. Степанова, студ.; рук. В.В. Близнюк, к.т.н. доц. (НИУ «МЭИ»)

МЕТОД И СРЕДСТВО ИЗМЕРЕНИЙ СТЕПЕНИ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПРЯМОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА

Рассмотрен метод измерений степени поляризации прямого, в том числе мощного (до 10 Вт) непрерывного излучения, основанный на угловой зависимости поглощательной способности планарных фотодиодов от состояния поляризации излучения. Средство измерений степени поляризации излучения представляет собой крестообразное фотоприемное устройство.

По модовому составу и степени поляризации прямого излучения лазерных диодов на основе гетероструктур раздельного ограничения (ЛДГРО) можно судить о внутренних оптических неоднородностях резонатора [1] и [2], а значит и о состоянии ЛДГРО. В данной работе предлагается простой метод измерения степени поляризации излучения ЛДГРО в плоскости, перпендикулярной *p-n*-переходу. Показано, что путем анализа выходных сигналов фотодиодов, приемные площадки которых расположены под разными углами к падающему на них излучению, возможно определение степени поляризации в вертикальной плоскости.

Метод применим для диагностики только одномодового излучения. Известно, что даже при мощности излучения 13 Вт сохраняется одномодовый характер излучения ЛДГРО в вертикальной плоскости [2]. Благодаря этому появляется возможность измерения степени поляризации излучения ЛДГРО в узкой области косоугольного сечения, прилегающей к его длинной оси.

Установлено, что степень поляризации излучения ЛДГРО в плоскости, перпендикулярной *p-n*-переходу, практически постоянна, если наработка лазера не превышает 500 часов. При наработке мощных ЛДГРО более 500 часов степень поляризации излучения в этой плоскости уменьшается и начинает проявляться ее угловая зависимость, что свидетельствует о влиянии процесса деградации на поляризационную характеристику излучения.

Литература

1. **Дьячков Н.В., Богатов А.П.** Измерение параметров Стокса излучения полупроводниковых лазеров // Квантовая электроника. 2011. Т.41. № 10. С. 869—874.
2. **Тарасов И.С.** Мощные полупроводниковые лазеры на основе гетероструктур раздельного ограничения // Квантовая электроника. 2010. Т.40. № 8. С. 661—681.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ОБРАБОТКА ЛАЗЕРНЫХ РЕФРАКТОГРАММ

Одним из методов исследования оптически неоднородных сред является метод лазерной рефрактографии, основанный на использовании структурированного лазерного излучения, зондирующего исследуемую оптически неоднородную среду, с последующей цифровой регистрацией и обработкой полученного изображения [1].

Данная работа посвящена исследованию рефракции цилиндрического лазерного пучка в диффузионном слое жидкости. Экспериментальная установка состоит из лазера, системы формирования зондирующего излучения, прозрачной кюветы, в которой создан диффузионный слой, экрана, цифровой фотокамеры и компьютера.

Для цифровой обработки рефрактограмм разработан алгоритм и создана программа. Алгоритм представляет собой последовательное применение фильтров к изображению, что позволяет устранить шумы засветки и получить требуемую резкость рефрактограммы [2]. На рис. 1 приведены рефрактограммы до и после компьютерной обработки, соответственно.

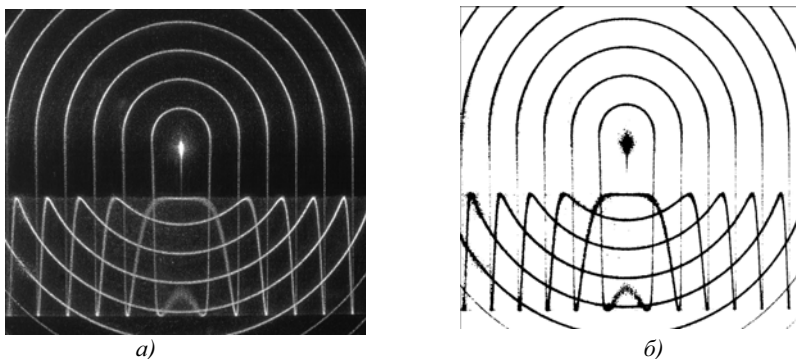


Рис. 1. Экспериментальная (а) и обработанная (б) рефрактограммы

Литература

1. Евтихиева О.А., Расковская И.Л., Ринкевичюс Б.С. Лазерная рефрактография. М.: Физматлит, 2008. – 176 с.
2. Суровцев П.Ю., Ринкевичюс Б.С. Рефракция цилиндрического лазерного пучка в диффузионном слое жидкости // Сборник научных трудов Международного научного семинара «Физика лазерных процессов и применения». Рязань, 2012.

С.С. Тутубалин, студ.; рук. В.И. Смирнов, д.ф.-м.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ИЗМЕРЕНИЙ СТЕПЕНИ ПОЛЯРИЗАЦИИ ЧАСТИЧНО ПОЛЯРИЗОВАННОГО СВЕТА

Широкое использование поляризационных устройств в лазерной технике, в оптических устройствах поляризационной фильтрации световых потоков в быту и на транспорте, в ряде систем 3D кино и телевидения делает актуальной проблему контроля качества поляризационных элементов, что связано с прецизионными измерениями характеристик поляризации излучения.

В данной работе методом компьютерного моделирования выполнено исследования предельной точности измерений характеристик поляризации при заданной статистике шума и заданном отношении сигнал/шум на выходе фотоприемника в зависимости от угла поворота главной плоскости анализатора. Для получения эффективных оценок параметров качества поляризационных элементов и параметров поляризации излучения классических и лазерных источников применена процедура параметрической идентификации первичных данных [1]. Используются стандартные математические модели, в которых подлежащими оцениванию параметрами являются степень поляризации, азимутальный угол и угол эллиптичности [2]. Рассчитана минимальная дисперсионная матричная граница оценок указанных параметров. Выявлены области максимальной информативности по углу поворота анализатора. Оценены потери точности, когда диапазон углов поворота анализатора составляет менее 2π . Показано, что алгоритм, основанный на параметрической идентификации, в широких пределах дает устойчивые оценки при ограничении этого диапазона. Проведен анализ метрологических аспектов процедуры редукции к идеальному анализатору.

С помощью комплекта оптического оборудования выполнены измерения параметра качества поляризатора, параметров поляризации излучения лампы накаливания, прошедшего через стопу пластин Столетова и параметров поляризации излучения полупроводникового лазера. Исследована статистика шумовых флуктуаций на выходе фотоприемника. Выполнено сравнение погрешностей измерений с результатами компьютерного моделирования.

Литература

1. **Смирнов В.И.** Фундаментальные пределы точности лазерных измерений. Изд-во МЭИ, 2006 . – 32 с.

2. **Ищенко Е.Ф., Соколов А.Л.** Поляризационная оптика. М.: Физматлит, 2012. – 456 с.

ЗАВИСИМОСТЬ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЦИФРОВОГО ФОТОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА ОТ ДИФРАКЦИИ ФРАУНГОФЕРА НА ЕГО ВХОДНОМ ОКНЕ

При использовании бесконтактных методов диагностики конвекционных потоков, возникающих вблизи нагретых агрегатов энергетических установок, особенно тех, что находятся в труднодоступных местах, широко применяются оптические схемы с использованием фотоэлектрической многопиксельной линейки (далее — цифрового фотоприемного устройства (ЦФУ)). Входные окна этих устройств имеют форму сильно вытянутых прямоугольников, размеры которых практически совпадают с размерами их фоточувствительных площадок. А так как минимальный линейный размер прямоугольных приемных площадок лежит в диапазоне нескольких сотых — нескольких десятых долей миллиметра, то на входном окне происходит дифракция диагностируемого излучения. В том случае, когда фронт волны излучения практически плоский, имеет место дифракция Фраунгофера [1].

Дифракция сопровождается перераспределением светового потока на поверхности приемной площадки. Из-за неравномерности зонной характеристики ЦФУ такое перераспределение приводит к изменению его чувствительности по сравнению с указанной в техническом паспорте, а значит, к возникновению дополнительной погрешности измерений параметров диагностируемого излучения. Для минимизации этой погрешности нами исследовано влияние дифракции Фраунгофера на прямоугольном отверстии на чувствительность ЦФУ.

В настоящей работе выполнен сравнительный анализ характеристик ЦФУ с предельно достижимой чувствительностью и используемого в данной работе. Установлено, что коэффициент преобразования ЦФУ крайне не равномерен по его приемной поверхности. При смещении от края к центру фоточувствительной площадки наблюдаются значительные флуктуации чувствительности. Так, если на краю площадки коэффициент преобразования ЦФУ отличается от предельно достижимого всего на 2—2,5 %, то ближе к середине площадки различия уже составляют 25—30 %. Как следствие сильно нарушается структура изображения в центре ЦФУ.

Нами установлено, что восстановление структуры изображения возможно при его смещении в вертикальном направлении к краю фоточувствительной площадки ЦФУ.

Литература

1. Борн. М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973.

Секция 10

ФОТОНИКА

Председатель секции — д.т.н., профессор В.П. Будаков
Секретарь секции — аспирант О.В. Шагалов

С.А. Александров, соиск.; рук. С.М. Лебедева, к.т.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)

ОСВЕЩЕНИЕ ГОРНОЛЫЖНЫХ ТРАСС ФРИСТАЙЛ-ЦЕНТРА НА ТЕРРИТОРИИ КОМПЛЕКСА «РОЗА ХУТОР»

Горнолыжные трассы Фристайл-центра на территории комплекса «Роза Хутор» предназначены для проведения соревнований международного уровня, в том числе Олимпийских игр 2014 года. Центр включает в себя трассы для трех дисциплин: могул, лыжная акробатика и хаф-пайп. Финишные зоны трасс сходятся вплотную друг к другу на общем поле, за которым располагаются трибуны.

Освещение трасс должно отвечать требованиям для проведения HDTV-трансляций. В соответствии с техническим заданием, вертикальная освещенность по направлению к камере на высоте 1,5 м от поверхности трассы должна быть не менее 1800 лк, при коэффициенте неравномерности E_{\min} : $E_{\max} = 1: 1,5$. Также необходимо было учесть ограничения по слепящему действию.

Проведенный анализ доступных светотехнических программ показал, что ни одна из них не предоставляет одновременно полный набор функций для расчета данных объектов. Так, например, программа DIALux не позволяет рассчитывать показатель ослепленности для наклонных линий зрения [1], а Calculux Area обладает иным недостатком — не выполняет расчет отраженного света [2]. По этой причине, расчет освещенности проводился в программе DIALux 4.10, а показатель ослепленности рассчитывался в программе Calculux Area.

Для освещения трасс были выбраны прожекторы Thorn Mundial 1000 и 2000 Вт. Размещение прожекторов — на опорах высотой 15—25 метров в зависимости от ширины трассы. Для освещения зоны финиша использовались две опоры высотой 50 м, расположенные за трибунами.

Поскольку неопределенность в выборе высоты и расположения опор, наряду с необходимостью подбора углов нацеливания каждого прожектора, делает задачу освещения многовариантной, а сам расчет трудоемким и длительным, была разработана методика, позволяющая ограничить коли-

чество итераций путем предварительного определения высоты и шага опор, с последующим проверочным расчетом.

Проведенные расчеты позволили достичь заданных количественных и качественных характеристик освещения.

Литература

1. www.dial.de
2. www.lighting.philips.ru

Д.В. Архангельский, асп.; рук. В.Ю. Снетков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЯ ЗРИТЕЛЬНОЙ РАБОТОСПОСОБНОСТИ И УТОМЛЕНИЯ С УЧЕТОМ ЦИРКАДНЫХ РИТМОВ ЧЕЛОВЕКА

В работе [1] нами были описаны исследования в области влияния излучения на циркадные ритмы человека, а также роль в этих процессах открытых в 2002 г. фоточувствительных клеток ганглия сетчатки ipRGC и гормона мелатонина. Были определены задачи исследования, описаны разработанная нами установка на базе мастерской резчиков по дереву с круглосуточной работой специалистов и методика проведения экспериментов, основанных на оценке функционального и физиологического состояния человека по зрительной работоспособности (ЗР) и утомлению по яркостной адиспаропии [1]. Данные параметры измерялись при освещении помещения различными источниками света, при этом максимально сохраняя постоянными условия окружающей среды и эмоциональное состояние наблюдателей.

Анализируя данные, полученные по результатам наших исследований, можно сделать следующие выводы.

У каждой цветовой температуры освещения есть наиболее приемлемая область освещенности с точки зрения комплексного параметра ЗР и утомления Q . При увеличении $T_{ц}$ с 3000 до 17000 К максимум Q смещается в область более высоких уровней освещенности — с 900 до 1500 лк.

При использовании ламп с увеличенной долей светового потока в синей части спектра (напр.: Master TL-D ActiViva 36W/452) у участников исследования увеличивалась ЗР до 50 %, и снижалось утомление до 45 %.

Характер изменения артериального давления, пульса, температуры тела также говорят о положительном влиянии «холодного» освещения. При высокой $T_{ц}$ человек быстрее выходит на «рабочий» режим и меньше утомляется к концу смены, чем при «теплом» свете. По результатам опроса, переход от меньшей $T_{ц}$ к большей предпочли 80 % участников исследования и 50 % из них чувствуют «прилив сил».

Данные исследований и математические вычисления коэффициента биологического воздействия a_{biol} , предложенного в предстандарте DIN V 5031—100, хорошо согласуются между собой [1]. Данный аспект соответствует преобладающей в научной литературе точке зрения о назначении и спектральной чувствительности клеток ipRGC, реакция которых определяет циркадные изменения психофизического состояния человека.

Литература

1. Архангельский Д.В., Снетков В.Ю. Исследование влияния света на циркадные ритмы человека // Вестник МЭИ. 2012. № 5.

А.А. Воронов, студ.; рук. В.П. Будаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОПОРЦИИ ЗОЛОТОГО СЕЧЕНИЯ В КОНЦЕПЦИИ ОСВЕЩЕНИЯ ФАСАДА ЗДАНИЯ ГЛАВНОГО ШТАБА (ЭРМИТАЖ САНКТ-ПЕТЕРБУРГ)

Фасадное освещение играет важную роль в световой среде городов всего мира. Этот элемент освещения носит эстетический характер и позволяет жителям чувствовать себя более комфортно в темное время суток.

В фасадном освещении светодизайнеру важно подчеркнуть архитектурную композицию (форму построения, скульптуры, барельефы и т.д.).

Для освещения симметричного полукруглого фасада необходимо обращать внимание на его форму. В таком случае нужно учитывать спад яркости от периферии к центру здания, который подчеркивает глубину и форму такого объекта.

Произведения искусства, созданные руками выдающихся художников и скульпторов, а также памятники архитектуры мирового зодчества объединяет скрытая в них пропорция золотого сечения [1]:

$$\tau = \frac{x}{a} = \frac{a-x}{x} = \frac{\sqrt{5}-1}{2} \approx 0,618033989... \quad (1)$$

В связи с внедрением новых технологий в источниках света и систем управления освещением, возможно создание практически любой последовательности градаций яркости на фасаде. При создании освещения фасада здания Главного штаба можно подчеркнуть архитектурную композицию архитектора К.И. Росси путем построения яркостной градации, спадающей от периферии к центру здания по принципу золотой пропорции.

С помощью приборов на фасаде, возможно, создать яркостную градацию на основе числа τ , используя последовательность Фибоначчи любой член, которой относится к предыдущему приближенным значением τ . Это приближение тем лучше, чем больше номер взятого элемента.

Используя семь первых членов этой последовательности: 1, 2, 3, 5, 8, 13, 21 мы можем разделить фасад на 21 равный отрезок. Соответственно размер яркостной зоны градации в относительных единицах будет равен числу из последовательности Фибоначчи, которому он соответствует.

Средняя яркость зоны будет равна числу из последовательности Фибоначчи, которому она соответствует. Средняя яркость всего фасада будет равна $7,6 \text{ кд/м}^2$, что не будет превышать 8 кд/м^2 , которые приняты в СНиП 23-05-95* для освещения объектов такого рода.

Литература

1. Бендукидзе А. Д. Золотое сечение // Журнал «Квант». 1973. № 8. С. 2.

МЕТОДЫ СОЗДАНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Основными параметрами, определяющими энергоэффективность светильника, являются КПД, коэффициент использования светового потока.

КПД светильника складывается из КПД электронной части, если таковая имеется, световой отдачи источников света (ИС), КПД оптической части светильника. Коэффициент использования светового потока (КИСП) определяется геометрическим фактором, под которым понимается отношение светового потока, установившегося на расчетной плоскости, F_p к суммарному световому потоку ИС:

$$u_C = \frac{F_p}{nF_d}, \quad (1)$$

где F_d — световой поток источника света, лм; n — число источников света.

Решить задачу по обеспечению высокой энергоэффективности светильника можно, выбрав ИС с высокой светоотдачей, такой как светодиоды (до 150 Лм/Вт и с продолжающей свой рост светоотдачей), являющийся также компактным, достаточно удобным и экологически чистым ИС; не мало важен и выбор первичной оптики, обеспечивающей кривую силы света (КСС) такую, что КИСП будет высоким. Но для многих сфер использования светильников остается важной составляющей защитные способности светильника, обеспечить которые может правильный выбор или проектирование вторичной оптики, такой, которая не внесет существенного понижения КПД светильника и искажения КСС. Рассчитать форму вторичной оптики возможно несколькими методами: аналитическим, или вычислительным.



Рис. 1. Профиль поликарбонатного колпака для СД кластера с широкой КСС

Так, например, для обеспечения защиты светодиодных кластеров с линзами широкого свечения (КСС типа Ш) можно использовать поликарбонатный колпак, профиль которого показан на рис. 1.

Важным также является введение в светотехнику так называемого интеллектуального освещения, которое увеличит экономию электроэнергии и соответственно увеличит энергоэффективность световой установки в целом.

ВОСПРОИЗВОДИМОСТЬ ЦВЕТОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЕЛЫХ ТРЕХКРИСТАЛЬНЫХ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ

За последние пять лет масштабы и темпы роста энергопотребления в нашей стране и в мире в целом резко возросли. Современные световые технологии позволяют экономить до 40 % потребляемой электроэнергии в мире. Одним из наиболее перспективных шагов на пути сокращения электропотребления является использование энергоэкономичных источников света — светодиодов, световые отдачи которых в настоящее время уже превысили 130 лм/Вт. Использоваться для общего освещения (офисов, административных зданий, аудиторий и т.д.) белые СД начали относительно недавно. Необходимо что бы их качественные и количественные показатели удовлетворяли требованиям Постановления РФ № 602 .

Исследование получения белого трехкристального светодиода с высокими качественными и количественными показателями проводилось на основе СИД фирм-производителей Osram, Philips и Kingbright. При этом их спектральные характеристики были определены с помощью λ_{dom} , $\Delta\lambda_{0,5}$ и аппроксимирующего выражения по рекомендации МКО 1997 года.

Проведенные исследования показали, что Ra (определенный по методу CQS) белого трехкристального СД (λ_{dom} и $\Delta\lambda_{0,5}$ — 447,5 и 20 нм, 505 и 30 нм, 591 и 80 нм соответственно) может достигать значения 85 при $T_{цв} = 6500$ К и 5700 К. В то же время изменение λ_{dom} на 1и 2 нм приводит к смещению $T_{цв}$ из цветowych четырехугольников, регламентированных Постановлением РФ № 602.

Изменение λ_{dom} на 2 нм приводит к изменению $T_{цв}$ на 53 К (при $T_{цв} = 2700$ К) и на 610 К (при $T_{цв} = 6500$ К), при этом Ra падает с 68 до 61 (при $T_{цв} = 2700$ К) и с 85 до 78 (при $T_{цв} = 6500$ К).

При изменениях λ_{dom} , которые регламентируют фирмы, изменение $T_{цв}$ составляет 134 К (при $T_{цв} = 2700$ К) и 5281 К (при $T_{цв} = 6500$ К), при этом Ra падает с 68 до 50 (при $T_{цв} = 2700$ К) и с 85 до 36 (при $T_{цв} = 6500$ К). Из приведенных данных можно сделать вывод о том что, отклонение λ_{dom} для белых СД с более высокой $T_{цв}$ более критично влияет на значения $T_{цв}$ и Ra. Чтобы оставаться в пределах заданных четырехугольников смещение λ_{dom} не должно превышать указанных в табл. 1 значений:

Таблица 1

Предельные значения $\Delta\lambda_{dom}$ в зав. от $T_{цв}$

$T_{цв}$, К	2700	3000	3500	4000	4500	5000	5700	6500
$\Delta\lambda_{dom}$ пред. нм	±1,9	±0,9	±2,8	±2,4	±1,5	±1,5	±1,5	±1,5

Выполнить данные требования в настоящее время возможно лишь строгим контролем и отбором продукции.

ОСВЕЩЕНИЕ ДЕТСКОЙ КОМНАТЫ

Детская комната — это место, в котором ребенок проводит значительную часть своей жизни. Поэтому главная задача родителей — создать в ней микромир, в котором малыш будет чувствовать себя максимально комфортно, обеспечить атмосферу уюта, спокойствия и защищенности.

Для детской комнаты лучше всего подходит самая светлая комната в квартире — чем больше естественного света, тем лучше.

Освещение комнаты активно воздействует на развитие, состояние, самочувствие растущего человека. Что касается цветовых предпочтений, то дети выбирают яркие чистые краски или их контрастные сочетания, например комбинации красного и зеленого, желтого и фиолетового, синего и оранжевого.

Следует помнить, что световой спектр, как правило, бывает желтого или синего свечения. Желтый свет мягче и спокойнее для восприятия, а синий создает более яркое и насыщенное дневное освещение комнаты. При подборе того или иного типа освещения следует учесть, что, с одной стороны, света должно быть достаточно для занятий учебной и творческой деятельностью, а с другой — он не должен быть раздражающим. Вместе с тем резкие перепады в освещенности комнаты нежелательны, так как это вредно для здоровья ребенка.

Источник верхнего света в помещении может быть традиционным — люстра, по дизайну отвечающая стилевому решению комнаты, или «продвинутым» — встроенные светильники подвесного потолка. Важно иметь в детской комнате и «дежурный свет» в виде настольной лампы. Выключатель в детской лучше всего разместить на высоте 90 см от пола. В этом случае ребенок сможет включать и выключать свет самостоятельно.

Островки света в стенах — подсветка в нишах, подсветка стеклянных полок на стенах, или внутренностей шкафов со стеклянными дверцами, картин, да и просто отдельных элементов мебели — стеллажей, карнизов, полок, придают интерьеру интимность и уют.

Освещением можно подчеркнуть архитектурные формы, например, плавно изогнутые линии стен, освещенные сверху и снизу сплошными полосами света, кажутся повисшими в воздухе.

Шторы на окнах также могут быть подсвечены мягким светом и тогда они начинают золотиться и сами как бы излучают тепло.

Подсвеченные ниши с декоративными аксессуарами в них похожи на картины, сюжет которых может меняться в зависимости от настроения хозяина и направления света, или «картину» можно выключить вовсе.

ШУМЫ МАТРИЦ ЦИФРОВЫХ ФОТОКАМЕР

Проблема шума — одна из остро стоящих проблем в цифровой фотографии. Отклонение от среднего значения в измеренном сигнале, при каждом конкретном измерении, будет являться причиной стохастического шума, который влияет на получаемый сигнал с сенсора, а значит и на адекватность передачи цветовой характеристики в целом.

Шум в данной работе определяется по относительной ошибке значения сигнала в отдельности на мозаичном сенсоре. Оценка приведена для выхода синего (B), зеленого (G) и красного (R) сигналов пропорцией 1:1:1.

В работе рассмотрены четыре матрицы: три из которых (*Agilent*, *Sony*, *Kodak*) являются пространственными (мозаичными), а одна — матрицей многослойной структуры (*Foveon X3*). Среднеквадратические отклонения матриц по сигналу, снимаемому с зоны ($C1$, $C2$, $C3$), которая соответствует своему цвету (B , G , R) приведены в табл. 1.

Таблица 1
Относительная ошибка значения сигнала

Матрицы\Коэф.	$C1$	$C2$	$C3$
<i>Agilent</i>	0,578	0,387	0,414
<i>Sony</i>	0,468	0,441	0,421
<i>Kodak</i>	0,490	0,280	0,266
<i>Foveon X3</i>	0,527	0,382	0,452

Производители матриц *Foveon* заявляют о преимуществах $X3$ перед традиционными мозаичными сенсорами, одним из которых является низкая шумовая характеристика. Однако при расчете относительной ошибки матрицы $X3$ и сопоставлении полученных результатов со значениями пространственных матриц улучшения не наблюдается.

Шумы в многослойной матрице *Foveon X3* связаны с тем, что фотоны, предполагаемые для регистрации в нижних слоях (зеленые и красные), должны проникнуть через верхний слой (синий) и какая-то их часть взаимодействует там, не поглощаясь нужным слоем. Кроме того, косые лучи попадают в соседние ячейки, и все фотоны поглощаются соседним сенсором. Предлагаемая модификация [1], разработанная как гибрид мозаичной и многослойной структур матриц, может снизить уровень шума в таких сенсорах на треть, за счет уменьшения числа слоев, а также увеличения площади синего и зеленого.

Литература

1. Жбанова В.Л., Мартыненко Г.В. Анализ модификации системы цветоделения ПЗС-матрицы с многослойной структурой // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Восемнадцатая Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. В 4 т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. С. 183—184.

РАЗРАБОТКА МАТРИЧНОГО ЯРКОМЕРА-КОЛОРИМЕТРА И ИНТЕРФЕЙСА С ОПРЕДЕЛЕНИЕМ УРОВНЯ ВИДИМОСТИ

Возможность определения яркостного массива и массива цветности по полю зрения является актуальной задачей как для измерения и регулирования параметров в реальных условиях работы осветительных установок, так и оптических приборах использующих цветное изображение. Переход от единичного приемника к матричному дает возможность быстро управлять и контролировать производственные, технологические процессы. Развитие интеллектуальной системы освещения требует разработки контрольно-измерительной аппаратуры по яркости и цветности как для управляемых систем освещения, так и для метрологического контроля световых приборов нового поколения.

Измерения матричным способом всего поля яркости и цветности дает возможность контролировать фотометрические и колориметрические параметры во всем поле зрения и на основании этих массивов позволяет рассчитать уровень видимости объектов, которые находятся в освещаемом поле наблюдения оптико-электронного устройства. Преимущества использования матричных приемников: измерения могут происходить намного быстрее, чем с обычным яркомером, так как все измеряемые точки могут быть зафиксированы на одном изображении; яркостное постоянство — все точки измерения — могут быть записаны одновременно, то есть измеряемая яркость не изменяется в течении измерения.

Использование методики расчета уровня видимости позволяет перейти к прямому нормированию и должно, с одной стороны, решить проблему эффективного управления осветительными установками, а также выполнять современные задачи по контролю освещения, используя только светотехнические характеристики, а с другой — отказаться от использования многочисленных характеристик и трудоемких расчетов.

Структурно прибор состоит из двух блоков: блока регистрации (цифровая фотокамера и дальномер) и блока обработки (персональный компьютер с необходимым программным обеспечением).

Программа представляет собой набор окон и элементов, необходимых для расчета уровня видимости при различных условиях. Исследуемая среда — окно, в котором выбирается среда для расчета уровня видимости. Угловые размеры — окно, в котором вводятся значения расстояний до соответствующих точек фона и объекта. Расчеты — окно начала расчета и вывода среднего уровня видимости, яркости и цветности.

А.В. Костанян, студ.; рук. А.А. Григорьев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОРОГОВОЙ ЯРКОСТИ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ЦВЕТНЫХ ОБЪЕКТОВ ОРГАНОМ ЗРЕНИЯ НАБЛЮДАТЕЛЯ

Целью данной разработки является установка для исследования зависимости удельных координат цвета органа зрения от длины волны монохроматического излучения. Оптическая схема разработанной установки приведена на рис. 1.

Поток излучения от лампы накаливания (И) освещает молочное стекло (МС), которое является источником фонового излучения для наблюдателя (Н), ведущего монокулярное наблюдение через объектив (ОБ) и полупрозрачное зеркало (ППЗ). Выходное отверстие в фотометрическом шаре (ФС) является монохроматическим объектом, который обнаруживает наблюдатель на белом фоне МС. Совмещение двух каналов — фона и объекта осуществляет полупрозрачное зеркало. Источником монохроматической подсветки объекта является осветитель с монохроматором МДР-6, выходная щель которого проецируется на входное отверстие фотометрического шара конденсором (К). Регулировка контраста объекта с фоном от 0 до порогового значения осуществляется изменением ширины выходной щели монохроматора.

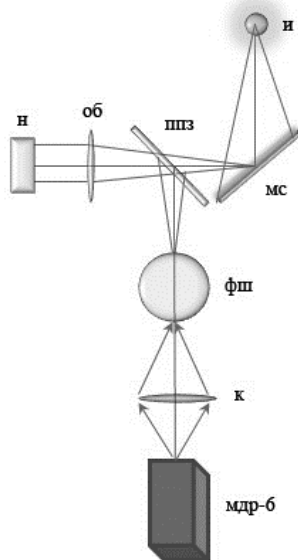


Рис. 1

В результате экспериментальных исследований определяется зависимость пороговой яркости объекта от длины волны монохроматического излучения $L_{en}(\lambda_i)$. Расчет удельных координат цвета $\kappa(\lambda)$, $z(\lambda)$, $c(\lambda)$ проводится по статистической модели порогового цветового зрения путем решения системы нелинейных уравнений

$$C_{\kappa c} \left(\frac{\bar{\kappa}(\lambda_i)}{L_{\kappa \bar{c}}} \right)^2 + C_{zc} \left(\frac{\bar{z}(\lambda_i)}{L_{z \bar{c}}} \right)^2 + \left(\frac{\bar{c}(\lambda_i)}{L_{c \bar{c}}} \right)^2 = \frac{C}{[L_{en}(\lambda_i)]^2},$$

где число уравнений системы равно числу длин волн, для которых определены $L_{en}(\lambda_i)$, а C , $C_{\kappa c}$, C_{zc} — постоянные модели органа зрения.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ТРЕХФИЛЬТРОВОГО ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КОЛОРИМЕТРА

В интегральных фотоэлектрических колориметрах требуется обеспечить пропорциональность между током фотоэлемента и измеряемыми координатами цвета. Для этого перед фотоэлементом (ФЭ) устанавливают три корректирующих светофильтра (СФ). В идеальном случае они удовлетворяют условию:

$$\tau_x(\lambda) = a_x \frac{\bar{x}(\lambda)}{S(\lambda)}, \quad \tau_y(\lambda) = a_y \frac{\bar{y}(\lambda)}{S(\lambda)}, \quad \tau_z(\lambda) = a_z \frac{\bar{z}(\lambda)}{S(\lambda)}. \quad (1)$$

Основная трудность такого метода состоит в подборе комбинации светофильтров под стандартную функцию сложения $\bar{x}(\lambda)$. Распространенным решением проблемы является введение новой кривой сложения $\bar{x}(\lambda) = \bar{x}_{\text{пр}}(\lambda) + k\bar{z}(\lambda)$, где k — масштабный коэффициент. Это позволяет представить сигнал ФЭ, пропорциональный координате X , суммой сигнала с фильтром для $\bar{x}_{\text{пр}}(\lambda)$ и частью сигнала с Z -фильтром.

Даже при идеальной коррекции под кривые $\bar{x}_{\text{пр}}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$ метод вносит погрешность, зависящую от k , в результат измерения. В работе определено оптимальное значение k по минимуму стандартного показателя качества коррекции f_1 .

Рассчитаны значения специальной методической погрешности f_1 при измерении стандартных спектров, рекомендованных МКО для оценки качества спектральной коррекции. Для большинства спектров погрешность составляет приблизительно 1 %, в отдельных случаях она достигает 2,5—3,5 %.

Наиболее наглядно предоставление погрешности в виде цветовых смещений в цветовом пространстве L^*a^*b (МКО). Первоначально расчет велся в системе МКО XYZ . Для этого при помощи градуировочных коэффициентов колориметра определены «правильные» координаты цветности источника, рассчитанные с исходной функцией $\bar{x}(\lambda)$ и «неправильные», рассчитанные для воспроизведенной кривой $k\bar{z}(\lambda) + \bar{x}_{\text{пр}}(\lambda)$. Далее результаты переведены в пространство L^*a^*b .

Полученные результаты показали, что с методической погрешностью необходимо считаться при сравнении рассмотренного метода коррекции под кривую сложения $\bar{x}(\lambda)$ с другими возможными решениями X -проблемы.

И.С. Лебедев, асп.; рук. С.М. Лебедева, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДОПУСТИМОСТИ ИСКАЖЕНИЯ ЦВЕТА РЕАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

Начало широкого применения световых приборов на основе светодиодов для внутреннего освещения, привело к тому, что все большее количество зарубежных специалистов включают в понятие цветопередачи источников света не только неизменность восприятия цветных объектов по сравнению со стандартным источником, но и возможность увеличения насыщенности цвета объекта для его «приукрашивания» [1].

Большое количество экспериментов, произведенных зарубежными специалистами, показали предпочтение со стороны наблюдателей тех источников света, которые увеличивают насыщенности. Но до сих пор не принят параметр, в полной мере оценивающий данные свойства. Для их оценки, а также рекомендаций по спектральному составу излучения светильников необходимы качественно новые параметры, разработка которых является целью данной работы.

Решение поставленной задачи возможно при использовании экспериментальной установки, которая была создана на базе светодиодного кластера, состоящего из синих, зеленых, янтарных и красных светоизлучающих диодов [2, 3]. Конструктивно установка состоит из двух камер, в которые помещаются освещаемые объекты и двух осветителей которые могут изменять спектральный состав излучения. Управление осветителем производится по протоколу RS-232 при помощи специально созданного программного обеспечения. Таким образом, осуществляется возможность освещения помещенного объекта излучением определенной цветности и цветопередающих свойств. Наличие двух независимых камер наблюдения, позволяет производить сравнения объектов при различных условиях освещения.

По мнению автора, возможности экспериментальной установки позволят создать новый параметр для оценки допустимых искажений цвета реальных объектов.

Литература

1. **Davis W., Ohno Y.** Color quality scale // Opt. Eng., 2010. V. 49. 033602
2. **Thompson M., O'Reilly U.** An Investigation into the Perception of Color under LED White Composite Spectra with Modulated Color Rendering // Massachusetts Institute of Technology. 2005.
3. **Hoon Kim.** An LED color control system with independently changeable illuminance // Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International.

Е.С. Лезжова, соиск.; рук. В.П. Будаков д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ ОФИСНЫХ ЗДАНИЙ

Сокращение энергопотребления и повышения эффективности использования ресурсов является одним из приоритетных направлений развития экономики. В соответствии с [1] необходимо снизить энергопотребление на 15 % до 2014 г. в муниципальных учреждениях. В коммерческой недвижимости требования по рациональному использованию природных ресурсов регламентируются «зелеными» стандартами.

Развитие современных источников света и световых приборов дает возможность экономить электроэнергию за счет модернизации осветительной установки. Одной из задач представленной работы, является разработка программного модуля, позволяющего рассчитать необходимое количество светильников каждого из сравниваемых типов, учесть энергопотребление, затраты на эксплуатацию, оценить необходимость реконструкции осветительной установки.

Использование систем автоматизированного управления предоставляет широкие возможности сокращения энергопотребления, используя частичное или полное выключение осветительных приборов. В работе представлена модель, разработанная в среде MatLab, имитирующая присутствие сотрудников на рабочих местах, работу различных конфигураций системы автоматизированного управления освещением, позволяющая рассчитать искусственное и естественное освещение. Разработанная модель позволяет имитировать реальную работу офиса в течении года с учетом статистики заболеваемости, погоды, сезонности работ ... Моделирование совместного учета перечисленных аспектов, произведено в модельно-ориентированной среде Simulink, которая соответствует процессу инженерной разработки систем.

Существующие сегодня программные продукты для расчета энергоэффективности не позволяют оценивать основные показатели качества получаемой световой среды. В работе произведено моделирование осветительных установок различных зон офисного пространства, отвечающих требованиям нормативных документов [2], оценена максимальная возможность экономии электроэнергии.

Литература

1. **Федеральный закон** Российской Федерации от 23 ноября 2009 г. N 261-ФЗ «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные акты Российской Федерации».
2. **Свод правил** СП52.13330.2011. Естественное и искусственное освещение. Актуализированное издание СНиП 23-05-95. М., 2011.

А.Г. Лисичкина, студ.; рук. В.П. Будак, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ ТОЛЩИНЫ ОБЛАЧНОГО СЛОЯ ПО ДАННЫМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

Дистанционное зондирование Земли — это получение информации о поверхности Земли путем регистрации приходящего от нее электромагнитного излучения при помощи космических и авиационных средств.

Облака — важное атмосферное явление. Они влияют на изменение температуры, отвечают за выпадение осадков. С помощью оптической толщины облака их можно классифицировать и рассчитать их геометрические и микрофизические характеристики. Расчет оптической толщины облака по данным дистанционного зондирования (по измеренной яркости) — это обратная задача [1]. Сначала надо решить прямую задачу — рассчитать коэффициент яркости. Рассмотрим три основных случая: оптически тонкое облако, малоугловая аппроксимация и оптически толстое облако.

В случае оптически тонкого облака решение интегрального УПИ представимо в виде ряда Неймана [2]. Мы можем сохранить только два первых члена ряда: нулевой — яркость прямого излучения, ослабленного по Бугеру, и яркость излучения, испытавшего только одно рассеяние в ряде.

При малоугловой аппроксимации рассматривается случай сильно анизотропного рассеянного света. Длина траектории рассеянных и прямых лучей приблизительно одинакова. Это позволяет свести задачу расчета многократно рассеянного света к расчету многократной свертки, где используется преобразования Фурье. Полученное выражение для яркости имеет вид обратного, осесимметричного преобразования Бесселя.

В случае оптически толстого облака полученные уравнения можно применять при значениях толщины от 10 и выше (иногда меньше). Облако можно приближенно считать полубесконечным слоем мутной среды, к которому применим принцип инвариантности Амбарцумяна. Соответствующие асимптотические приближения получены В.В. Соболевым.

Предположительный метод восстановления оптической толщины облака — это фитинг. На базе имеющегося решения УПИ будет сформулировано решение для производных, что и позволит проводить быстрый направленный подбор.

Литература

1. **Kokhanovsky A.A.** Cloud Optics. Dordrecht: Springer, 2006.
2. **Адзерихо К.С.** Лекции по теории переноса лучистой энергии. Минск: Изд-во БГУ, 1975.

Д.Ю. Лобанов, студ.; рук. А.А. Григорьев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЦВЕТОВЫХ ПОРОГОВ ОРГАНА ЗРЕНИЯ

Целью данного исследования является разработка установки для исследования цветowych порогов органа зрения. На разработанной установке будет возможно повторение опытов Мак Адама. Повторение подобных исследований до нашего времени представляло значительные трудности. Да и повторение установки, на которой проводились опыты Мак Адама, требовало больших денежных затрат. Этими факторами объясняется то, что после экспериментов Брауна и Мак Адама подобными исследованиями никто не занимался. Основная задача данной работы состоит в разработке методики проведения экспериментов с использованием вычислительной техники и разработке программного обеспечения, которое позволило бы проводить подобные исследования.

Основой разработанной установки является ЭВМ, которая формирует, согласно разработанной программе, на экране монитора изображения двух полей сравнения. В ходе эксперимента происходит изменение цветности одного из полей сравнения при постоянстве его яркости. Также, разработанная установка позволяет производить изменение яркости полей сравнения. Для проведения экспериментов была произведена градуировка установки по яркости, а для определения координат цвета и цветности были экспериментально определены спектральные характеристики монитора.

Значения цветowych порогов определяются экспериментально. Испытуемому предъявляются два поля сравнения исходно равной цветности на сером фоне. Экспериментатор изменяет цветность одного из полей сравнения до порогового значения отличий цветностей. Основной сложностью при воспроизведении цвета на компьютере является то, что на мониторе возможно только дискретное изменение цвета. Шаг дискретизации может значительно превышать значение цветowego порога, что неприемлемо для созданной установки. Решение этой проблемы, реализованное в установке, основано на эффекте пространственной суммации. Суть эффекта заключается в том, что в области пространственной суммации зрительное ощущение вызывается поглощенным числом квантов независимо от того, как они распределены по площади. При изменении цветности излучения в разработанной установке только часть пикселей в изображении объекта изменяют свое значение на величину одной градации. Эффективное значение изменения цветности объекта может быть в этом случае много меньше изменения цветности всех пикселей на одну градацию.

Т.В. Мешкова, соиск.; В.П. Будак, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММ DIALUX 4.10 И DIALUX EVO

Вышла версия бета-тестирования популярной программы для светотехнических расчетов DIALux evo [1], где разработчики объединили планирование интерьера и экстерьера. Теперь появилась возможность моделировать многоэтажные здания и просматривать их как в разрезе, так и снаружи [2, 3].

Дабы протестировать функциональные возможности были созданы несколько моделей освещения публичных мест, а именно художественная студия, станция петербургского метрополитена и бар.

Также одной из наиболее проблем современности является замена люминесцентного освещения на светодиодное, в частности из-за невозможности при программном светотехническом расчете учесть спектральное распределение излучения и цветовую температуру источника света.

Все модели для исследований были созданы в более ранней версии программы DIALux 4.10 и затем импортированы в DIALux evo, где и были доработаны сцены внутреннего и наружного освещения.

На смоделированных примерах светодиодного освещения [4] публичных мест были выявлены основные отличия и особенности программы DIALux evo от DIALux 4.10.

Время расчета сцены освещения увеличилось в бета-версии программы DIALux evo с секунд до минут по сравнению с DIALux 4.10. Именно в этой версии DIALux реализуется возможность управления цветом светодиодных RGB-светильников.

Разница в фотореалистичных изображениях очевидна. С помощью программного обеспечения MatLab был произведен расчет цветов фотореалистичных изображений.

DIALux evo, как нельзя лучше, подходит для светотехнических расчетов светодиодного освещения публичных мест, так как именно цветное освещение и разница в оттенках белого светодиодного освещения особенно важны на стадии проектирования и моделирования цветоцветового образа объекта.

Литература

1. <http://betatest.dialux.com>
2. **DIALux evo 1** The Software Standard for Calculating Lighting Layouts User Manual
3. <http://betatest.dialux.com/viewtopic.php?p=1254&sid=c01e26e39babd0fecf96a180a18cf9ab>
4. http://www.licht.de/fileadmin/shop-downloads/zvei_leitfaden_12464_1_eng.pdf

С.А. Моцеев, асп.; рук. В.П. Будаков, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕТОВЫХ ПОЛЕЙ ДЛЯ РАСЧЕТОВ ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК ЕСТЕСТВЕННОГО И СОВМЕЩЕННОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Современные модели естественного освещения в своей основе имеют распределение яркости небосвода, от которого производится расчет светового поля нужной области [1]. Очевидно, что современные модели, стандартизированные МКО, наиболее полно описывают распределение яркости небосвода с учетом изменения состояния атмосферы. Но сейчас представляет интерес возможность моделирования небосвода на основе теории переноса излучения в мутной среде, поскольку такой подход позволит задать конкретные физические параметры атмосферного слоя, и в результате получить рассчитанное распределение яркости небосвода в зависимости от этих параметров. К настоящему времени разработана математическая модель переноса излучения в мутной среде с достаточной точностью описывающая анизотропию рассеяния [2], повышение точности вычислений достигается путем выделения анизотропной части тела яркости, содержащей в себе сингулярности и решение ее отдельно путем малоуглового приближения (МП). В [3] для расчета естественного освещения было предложено применить математическую модель распределения яркости небосвода на основе теории переноса излучения. В качестве основы взят метод, предложенный в [2] и расширенный на многослойный вариант на основе [4].

Наличие такой модели дает все основания для использования теории переноса излучения в моделировании распределения яркости небосвода в различных метеорологических условиях.

Однако данная модель имеет некоторые допущения, приводящие к некоторому снижению точности расчетов — сферичность атмосферы, использование индикатрисы рассеяния M_i , полученной для точного решения рассеяния на сферах. Устранение этих допущений позволит повысить точность разработанной математической модели.

Литература

1. **Гуторов М.М.** Основы светотехники и источники света. М.: Энергоиздат, 1983.
2. **Budak V.P., Korkin S.V.** On the solution of a vectorial radiative transfer equation in an arbitrary three-dimensional turbid medium with anisotropic scattering // *Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer*. 2008. V.109. P.220.
3. **Смирнов П. А.** Моделирование световых полей для расчетов осветительных установок естественного и совмещенного освещения: Автореф. дис.... М.: МЭИ, 2010.
4. **Complete matrix solution of radiative transfer equation for pile of horizontally homogeneous slabs / V.P. Budak, et al.** // *Journal of Quantitative Spectroscopy & Radiative Transfer*. 2011. V.112. P.1141.

*А.С. Набатчиков, студ.; И.В. Якименко, д.т.н., доц.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)*

СПОСОБ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЛЕЖЕНИЯ ЗА ТОЧЕЧНЫМ ОБЪЕКТОМ

Рассматривается способ обнаружения и сопровождения точечного объекта на атмосферном фоне, что соответствует условиям выявления теплового объекта на больших дальностях инфракрасной оптико-электронной системой.

Самым важным фактором, оказывающим влияние на результат процесса обнаружения, является выбор признаков, обнаруживаемых объектов. Для выделения изображения цели на сложном зашумленном изображении цели предлагается использовать несколько признаков. Наиболее часто используемыми являются два признака — яркости исходного и градиентного изображений [1].

В основе рассматриваемого алгоритма также лежит идея оценки и последующего анализа изменений, возникающих в одноименных точках обрабатываемой последовательности кадров по времени. Наблюдая за изменениями, имеющими место на изображении во времени, можно оценить как сам фон, так и искажающую его помеху [2].

В связи с этим методом возникает одна из главных проблем — частота обновления кадров и количество хранимых изображений, на основе которых определяются объект и фон, в памяти.

Особую сложность представляет собой потеря объекта и возможность «слежения» за ним, в условиях его «невидимости», т.е. система должна иметь алгоритм приблизительного движения объекта в пространстве.

Методы выделения цели из фона, основанные на статистической сегментации, по многим признакам обладают рядом достоинств. Прежде всего четко выявляются одно- и двухпороговые ситуации, что чрезвычайно важно для надежного обнаружения цели на неоднородном и нестационарном фоне.

Таким образом, производят разделение множества элементов цифрового массива фоноцелевого изображения на два подмножества, соответствующих излучению фона и объекта. В результате деления и присвоения элементам одного подмножества нулевых значений, а другому единичных формируют бинарный массив изображения.

Литература

1. **Бакут П.А., Колмогоров Г.С.** Телевизионная следающая система с байесовским дискриминатором цели // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 81—93.
2. **Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Балашов О.Е., Степашкин А.И.** Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. — М.: Радиотехника, 2008. —176 с.

Е.А. Сидорова, студ.; рук. Т.И. Якушенкова, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОТКЛОНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ГЛАЗА НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Развитие диагностики и лечения глазных заболеваний в современной офтальмологии требует огромного объема исследований, в том числе и результатов вычислений основных характеристик оптической системы глаза с использованием моделей глаза. Вычисление таких характеристик как кружков рассеяния в различных угловых полях на сетчатке глаза, распределения освещенности по полю нельзя выполнить на обобщенной модели с параметрами только эквивалентной системы. Они требуют знания формы всех поверхностей и показателей преломлений сред глаза.

Оптическая модель глаза Liou-Brennan 1997 года, базируется на самых последних и точных исследованиях физиологии глаза, позволяющих вычислить эти и другие характеристики. В этой модели уточнены формы преломляющих поверхностей роговицы и хрусталика, приводятся уравнения асферических поверхностей и, что особенно важно, определены параметры инградиентной оптики в двух составляющих хрусталика, где хрусталик представлен в виде двух плоско-выпуклых линз из разных материалов, склеенных друг с другом. Показатель преломления материалов обеих частей носит градиентный характер. В соответствии с моделью, оптическая система глаза представляет собой 5-линзовый иммерсионный объектив.

В докладе результаты исследований получены на основе вычисления основных характеристик глаза при расчете в последовательном режиме в программе Zemax с использованием вышеупомянутой оптической модели человеческого глаза.

В докладе представлены результаты исследования параметров эквивалентной системы глаза (положение главных плоскостей, фокальных и узловых точек, эквивалентное фокусное расстояние и поле), определен тип оптической системы глаза как объектива. Приведены также результаты исследования влияния отклонения от геометрических форм отдельных элементов структуры глаза на изменение положения плоскости изображения и нерезкости на сетчатке, прежде всего отклонения при замене роговицы, замене хрусталика, а также оценка влияния деформации сетчатки на разрешающую способность глаза. Избегая трудоемких экспериментальных исследований, те же результаты можно получить достаточно быстро.

Приведенные результаты особенно важны в трансплантологии отдельных элементов глаза и могут быть использованы при разработке оптических систем наблюдения и систем для исследования глаза.

О МЕТОДИКЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ДИНАМИЧНОГО ОСВЕЩЕНИЯ НА ЧЕЛОВЕКА В ОФИСНЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

В условиях недостаточного естественного освещения (ЕО) рабочего пространства, важна совместимость искусственного освещения и биологических часов человека. Медико-биологические исследования подтверждают, что отклонения от естественных биоритмов ведут к тяжелым последствиям для здоровья человека [1]. Появление энергоэкономичных осветительных приборов (ОП) на базе светоизлучающих диодов (СИД), особенность которых — простота варьирования яркости и цветовой температуры, позволяет создавать полноценное динамичное освещение рабочего пространства.

Базой такого рода исследований взят типовой московский офис, где отсутствует ЕО. С 08 октября 2012 года реализуется эксперимент по сравнению показателей психоэмоционального состояния сотрудников при статичном и динамичном светодиодном освещении. Суть эксперимента в том, что сотрудники одной возрастной группы (23—28 лет), работающие в среднем по 8 часов в день, оценивают свое отношение к статичному и динамичному освещению. Продолжительность проведения эксперимента составляет 40 рабочих дней. Испытуемые перед началом исследований опрашиваются на предмет хронических заболеваний с целью определения помех, влияющих на чистоту эксперимента. Что касается методики оценки, то выборочно в конце и в начале рабочего дня сотрудники проходят тест по методике «Самочувствие, активность, настроение» (САН) [2].

Результатом описанных исследований является оценка влияния динамичного освещения офисного пространства на психоэмоциональное состояние сотрудников, а также оценка выбора методики САН для описания данного эксперимента.

Литература

1. Аладов А.В., Закгейм А.Л., Мизеров М.Н., Черняков А.Е. О биологическом эквиваленте излучения светодиодных и традиционных источников света с цветовой температурой 1800—10000 // Светотехника. 2012. № 3. С. 7—10.
2. Доскин В.А., Лаврентьева Н.А., Шарай В.Б., Мирошников М.П. Самочувствие. Активность. Настроение. (САН) методика // Психологические тесты / под ред. А.А. Карелина. Т. 1. М.: Владос, 2000.

О.В. Шагалов, асп.; рук. Будак В.П., д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОГО ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ПЕРЕНОСА ИЗЛУЧЕНИЯ МЕТОДОМ СИНТЕТИЧЕСКИХ ИТЕРАЦИЙ

Одной из наиболее актуальных задач оптического дистанционного зондирования является задача определения газового состава атмосферы, в частности ее малых компонентов, вносящих вклад в парниковый эффект. Согласно исследователям для точного ответа на вопрос «Грозит ли нам глобальное потепление?» необходимы данные о стоках и источах углекислого газа в большом количестве точек по всей планете, при этом точность этих данных должна быть не хуже одного процента. Для решения косвенной задачи определения состава среды по характеристикам прошедшего ее излучения требуется создание математической модели переноса излучения в атмосфере на основе решения интегро-дифференциального уравнения переноса излучения. Современное измерительное оборудование позволяет добиться необходимой точности, а значит, к математической модели требования по точности крайне высоки. Для этого требуется включение в модель всех факторов, существенно влияющих на сигнал, учет которых увеличивает время счета программ.

Наиболее перспективными для оптического дистанционного зондирования представляются гиперспектральные системы, проводящие измерения на огромном количестве спектральных линий. Поэтому высокая скорость является не менее важным требованием, чем точность.

В настоящее время лучший результат дает алгоритм под названием MVDOM, созданный на кафедре светотехники МЭИ, но и ему для расчета с точностью 1 % требуется около 30 мин.

В настоящей работе предложен новый метод решения УПИ на основе метода синтетических итераций. В качестве приближенной части решения используется двухпоточковый метод, ресурсоемкость которого в сотни раз ниже метода дискретных ординат, используемом в MVDOM.

С помощью этого метода возможен переход к решению трехмерных задач переноса излучения, в частности разорванной облачности.

В работе намечено решение для простейшего случая разорванной облачности — цилиндрического отверстия в плоском облаке. Для этого требуется переход к УПИ в интегральной форме Пайерлса и введение пространственной сетки, представляющей собой систему коаксиальных цилиндров вокруг отверстия. Предполагается, что для достижения необходимой точности количество итераций не превысит двух.

Е.А. Шашкина, студ.; рук. С.М. Лебедкова, проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЦВЕТОВЫХ АКЦЕНТОВ В ОТДЕЛКЕ ОФИСНЫХ ПРОСТРАНСТВ НА ПСИХОЛОГИЧЕСКОЕ СОСТОЯНИЕ ЧЕЛОВЕКА

Основные цели работы — исследование влияния цветовых акцентов в отделке офисного помещения на психоэмоциональное состояние человека; разработка предложений по цветовому решению офисного пространства, основываясь на результатах эксперимента [1, 2].

В эксперименте доказано, что цветовые акценты разбивают монотонность фонового окружения, а так же определены гармоничные сочетания «фон—акцент».

Исследования производились в специально отведенном помещении без естественного света с постоянными условиями искусственного освещения. Экспериментальная установка является моделью рабочего места. Ее конструкция позволяет моделировать различное по цвету и другим характеристикам окружение человека [3]. Помимо фона меняются цветовые акценты, которые располагаются в центре фронтальной стенки [4, 5].

Испытуемым предлагались различные сочетания фонов и акцентов. После предъявления каждого варианта, наблюдатель находился в таком окружении некоторое время, при этом совершая зрительную или эмоциональную работу, как и в обычном кабинете, после чего испытуемый оценивал свое психическое состояние, эмоциональный тонус, комфортность и интерес по определенным признакам [6].

Эксперимент показал, что существует разброс среди наиболее понравившихся наблюдателям вариантов. Это доказывает субъективность оценок. Тем не менее, существуют наиболее удачные цветовые сочетания, наилучшим образом подходящие для тех или иных видов работ. Такие сочетания были подробно рассмотрены в данной работе.

Литература

1. **Фрилинг Г., Ауэр К.** Человек—Цвет—Пространство: пер. с нем. М.: Стройиздат, 1973.
2. **Рекомендации** по проектированию цветовой отделки интерьеров общественных зданий. М.: Стройиздат, 1984.
3. **Пантелеева Н.С.** Исследование цветовой среды в офисных помещениях: Автореф. дис.... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 2009.
4. **Агостон Ж.** Теория цвета и ее применение в искусстве и дизайне. М.: Мир, 1982.
5. **Мешков В.В., Матвеев А.Б.** Основы светотехники. Ч. 2. М.: Энергоатомиздат, 1989.
6. **Практикум** по общей, экспериментальной и прикладной психологии / под ред. А.А. Крылова, С.А. Маничева. СПб.: Питер, 2000.

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ УСТАНОВКИ ТИПОВЫХ АУДИТОРИЙ НИУ «МЭИ»: СВЕТОАУДИТ И ОЦЕНКА

Нами был проведен энергоаудит типовых аудиторий НИУ «МЭИ» (площади которых составляют 45 м^2 и 165 м^2), после чего построены их модели, на основании которых проведены исследования эффективности функционирования действующих осветительных установок (ДОУ). Значения удельных мощностей, в частности превышали допустимые. В качестве же рекомендуемых эффективных источников света рассматривались светодиоды (СД). В зависимости от аудиторий, выявлялись частные проблемы, присущие каждому конкретному типу помещения. Для больших площадей, имеющих доступ к естественному освещению с нескольких сторон аудитории, например, решалась задача грамотного использования ресурса естественного света и нахождения людей, количество которых варьируется в течение времени. По результатам исследования и расчетов были предложены варианты (с учетом старой и оптимальной ориентации приборов) модернизации каждого типа ДОУ. Выбор световых приборов был основан как на рекомендациях о количественных и качественных характеристиках, так и на Постановлении Правительства № 602, в соответствии с которым световая отдача должна составлять не менее 50 лм/Вт .

Анализ показал эффективность использования СД как с точки зрения энергосбережения и улучшения экологичности, так и с точки зрения снижения затрат на потребляемую мощность. Во всех предложенных вариантах реконструкции достигнуты значения удельных мощностей, удовлетворяющие нормам (а именно не более 12 Вт/м^2 , в то время как нормы составляют $22\text{—}24 \text{ Вт/м}^2$). Качественные же показатели освещения, а именно показатель дискомфорта, коэффициент пульсации, цилиндрическая освещенность, в отличие от ДОУ, также находятся на должном уровне. В частности, коэффициент пульсации ($K_{\text{п}}$) светового потока в ДОУ превышает нормы на 110 %, тогда как в рекомендуемой установке абсолютно удовлетворяет всем требованиям. Так как спецификой одного из типов аудиторий являются большой вклад естественного освещения и большая площадь самого объекта, то необходимо использовать систему управления освещением, которая позволит снизить затраты ЭЭ на 60 %.

По полученным результатам становится ясно, что внедрение современных энергоэффективных осветительных установок в зданиях рассматриваемого типа не только возможно, но и целесообразно. А доля электрической энергии, идущая на освещение, обуславливает масштабность проблемы.

Секция 11

ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Председатель секции — д.т.н., профессор И.В. Лебедев

Секретарь секции — ассистент А.Н. Рыков

М.А. Бесчастный, асп.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СПЕКТРАЛЬНО-ТЕМПЕРАТУРНОГО МЕТОДА ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ УДАЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

В настоящее время для распознавания удаленных объектов используются как активные методы (радиолокация, лазерное зондирование), так и пассивные (пространственные) методы. Недостатком первых является необходимость использования демаскирующих зондирующих сигналов, вторых — малая дальность распознавания.

В работе рассматривается спектрально-температурный метод, не требующий использования зондирующих сигналов, а дальность распознавания ограничивается лишь энергетическими параметрами используемого объектива. Идентификация объектов осуществляется в ходе анализа одномерного спектра теплового излучения и, в частности, спектральной зависимости излучательной способности поверхности объекта при каждом конкретном значении температуры [1]. Это существенно сокращает время вычисления по сравнению с временем обработки двумерных пространственных сигналов изображения и минимизирует необходимую величину тренировочного набора, необходимого для однозначной идентификации. Применение спектрального метода позволит увеличить дальность распознавания, снизить вычислительную нагрузку и уменьшить необходимый объем памяти для хранения базы данных о спектральных зависимостях излучательной способности различных объектов.

Для среднего инфракрасного диапазона оптического спектра расчетным путем были получены значения максимальной дальности распознавания объектов с различными характеристиками. Для расчетов были использованы данные о современных летательных аппаратах, а также характеристики современных регистрирующих устройств [2, 3]. Результаты расчетов сравниваются с существующими данными о дальности распознавания объектов традиционными пространственными методами.

Литература

1. **Бодров В.Н.** Применение методов математической статистики в измерениях спектров теплового излучения и температуры // Теплофизика высоких температур. М. 2010. Т. 48. № 4. С. 623—629.
2. **Лазарев Л.П.** Оптико-электронные приборы наведения: учебник для технических вузов. — М.: Машиностроение, 1989. — 512 с.
3. **Брамсон М.А.** Справочные таблицы по инфракрасному излучению нагретых тел. — М.: Наука, 1964. — С. 322.

В.С. Волинский, студ.; рук. И.В. Пияков, к.т.н., доц. (СГАУ, г. Самара)

ИОННЫЙ ИСТОЧНИК ВРЕМЯПРОЛЕТНОГО МАСС-СПЕКТРОМЕТРА ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В масс-спектрометрии применяются источники ионов, в которых используются следующие способы получения ионов: с помощью электронного удара, методом вакуумной искры, фотоионизацией, с помощью сильных электрических полей, ионно-ионной эмиссией, взаимодействием лазерного излучения с твердым веществом и др.

Наиболее дешевыми являются источники ионов с электронным ударом [1]. При соударении электронов с молекулами или атомами могут реализоваться два процесса: упругое и неупругое рассеяние. При энергиях бомбардирующих электронов ниже энергии ионизации, равной энергии связи электрона с атомом или молекулой («потенциал ионизации»), будет идти в основном упругое рассеяние, а сечение ионизации при этом равно нулю. При энергиях ионизирующих электронов больших, чем энергия ионизации, внешний электрон атома или молекулы может получить энергию, достаточную для разрыва его связи с ядром, и покинуть атом или молекулу, что приведет к образованию положительного иона.

Механизм ионизации описывается принципом Франка—Колдона. Поскольку время пролета электронов с энергией ≈ 50 эВ через молекулу диаметром ≈ 10 ангстрем равно приблизительно $2 \cdot 10^{-16}$ с, а время одного колебания ядер $\approx 9 \cdot 10^{-15}$ с, то за время ионизации потенциальная энергия атома или молекулы практически не меняется. Поэтому ионизацию можно рассматривать как вертикальный переход в одно из состояний ионизированной частицы. Начиная с энергии электронов 8,8 эВ происходит диссоциация молекулы на два нейтральных атома, каждый из которых обладает кинетической энергией более 2,2 эВ. Масс-спектры многоатомных молекул слишком сложны, чтобы их можно было рассчитать исходя из простейших представлений о выбивании из молекул ионизирующим электроном валентного электрона с распадом образовавшегося иона по слабейшим связям. Поэтому для расчета сложных молекул используется полуколичественная теория, основанная на предположении, что в первый момент удара электрона образуются всегда только молекулярные возбужденные, но не диссоциированные ионы.

Литература

1. **Сёмкин Н.Д.** Проектирование масс-спектрометров для космических исследований. Самара: СГАУ, 2000.

А.И. Дмитриев, студ.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПАНОРАМНОЙ ОЭС

Создание панорамных оптико-электронных систем с высоким пространственным разрешением, как правило, базируется на использовании нескольких независимых ТВ-каналов. Одной из проблем, возникающих при создании таких устройств, является необходимость проведения процедуры «сшивания» изображений в реальном масштабе времени. При использовании 8—10 ТВ-каналов общий объем информации, поступающей от этих камер, требует применения весьма мощных вычислительных средств.

Однако если провести предварительную обработку сигналов изображений для каждой ТВ-камеры в отдельности, то объем требуемых вычислительных ресурсов существенно сокращается.

Такая обработка включает в себя выравнивание (коррекцию пространственного положения) оптических осей ТВ-камер, устранение дисторсий, поворот изображений вокруг собственной оси, пространственный сдвиг и кадрирование, которые необходимы для согласования смежных изображений [1].

На данном этапе проводилась проверка работоспособности и возможности использования в реальном устройстве вышеперечисленных процедур. Проверка проводилась как с использованием графических редакторов, так и с использованием алгоритмов, разработанных в ходе работы. В результате проверки выяснилось, что попытки использовать современные графические пакеты в реальной многокамерной ОЭС малоэффективны, так как эти пакеты не позволяют в реальном масштабе времени обрабатывать значительные массивы данных.

В работе рассматриваются некоторые процедуры предварительной обработки отдельных ТВ-изображений, позволяющие упростить процесс «сшивания» отдельных изображений в единую целостную картину окружающего пространства. Основными трудностями при разработке таких алгоритмов являются большие массивы данных, дискретность пикселей цифрового изображения и необходимость в ряде случаев интерполировать изображения.

Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MatLab. — М.: Техносфера, 2006. — 616 с.

И.В. Ирхин, студ.; рук. А.В. Щербаков, д.т.н., с.н.с. (ФГУП «ВЭИ»)

РАЗРАБОТКА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ВЧ-ИСТОЧНИКА НАКАЧКИ И ВОЗБУЖДЕНИЯ БЕЗЭЛЕКТРОДНОЙ АРГОННО-СЕРНОЙ ЛАМПЫ

В работе приведены результаты моделирования и практические испытания прототипа источников ВЧ возбуждения аргонно-серной лампы. Целью работы является создание компактного, с большим КПД источника света со светоотдачей до 120 лм/Вт мощностью 50...100 Вт.

Проведено моделирование в программе HFSS двух способов возбуждения газового ВЧ-разряда — классического, с помощью цилиндрического резонатора на частоте 2450 МГц с рабочей модой TM_{111} и нового, с помощью спирального резонатора на разрешенной частоте 915 МГц. Определены максимальная напряженность поля, добротность, получаемая в этих резонаторах, определен импеданс резонаторов в режиме поджига и установившегося разряда.

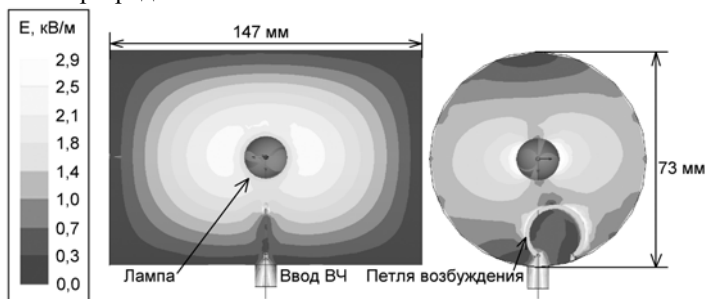


Рис. 1. Распределение напряженности электрического поля в цилиндрическом резонаторе при возбуждении петель

С помощью программы *Microwave Office* разработана принципиальная схема и топология печатной платы ВЧ-генератора мощностью 60 Вт.

Создан действующий макет генератора на основе твердотельного ВЧ-модуля и спирального резонатора с выходной мощностью до 40 Вт на частоте 915 МГц, позволяющий зажигать разряд в безэлектродной аргонно-серной лампе [1, 2].

Литература

1. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. – М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. 256 с.
2. Пат. 4859906 US. Deep UV lamp bulb with improved fill // Michael G. Ury, Bethesda; Charles H. Wood, Rockville, both of Md. – Publ. 07.03.1972, Pittsburg Conf. of anal. Chem. and Appl. Spectroscopy, Cleveland.

В.А. Казаков, асп.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

БЛОК УПРАВЛЕНИЯ МИКРОБОЛОМЕТРИЧЕСКИМИ МОДУЛЯМИ ИК-ДИАПАЗОНА

В настоящее время возрос интерес к панорамным оптико-электронным системам кругового обзора. Такие системы позволяют осматривать окружающее пространство в реальном масштабе времени. Для построения панорамных систем с высоким пространственным разрешением обычно используются несколько (8—12 шт.) телевизионных (ТВ) или тепловизионных (ТПВ) камер. Все камеры должны работать синхронно. В связи с этим необходимо либо использование системы синхронизации, либо управление работой всех устройств из единого блока управления.

Было разработано устройство, позволяющее осуществлять работу одновременно с двумя модулями, построенными на базе двух тепловизионных матричных приемников ИК-излучения. В состав разрабатываемого устройства входит программируемая логическая интегральная микросхема (ПЛИС) типа *Cyclone III* фирмы «Altera». Использование ПЛИС позволяет передавать сигналы управления и принимать видеосигналы в параллельном коде.

В качестве приемников оптического излучения использовались две ТПВ матрицы *UL 04 27 2* фирмы *Ulis* [1]. Формат 640×512 пикселей. Средняя чувствительность — 10 мВ/К. Значение *NETD* составляет 50 мК при кадровой частоте 50 Гц и относительном отверстии равным единице [2]. Модуль на основе этого приемника имеет триггерный вход. При подаче одновременно на эти входы модулей одинаковых кратковременных импульсов выдаются сигналы кадра в один момент времени. Управление режимами работы модуля осуществляется при помощи последовательного порта *XSP*.

Вывод изображения из памяти может производиться на монитор, поддерживающий *VGA*-интерфейс. Передавать и принимать данные можно и через *USB*-модуль типа *FT232RL* компании «*FTDI*».

Таким образом, было разработано устройство, способное одновременно управлять режимами работы двух модулей и принимать от них сигналы с частотой кадров до 25 Гц при формате кадра 640×512 пикселей. Разработанный принцип может быть использован для построения многомодульного устройства управления.

Литература

1. **High performance Uncooled amorphous silicon VGA IRFPA with 17μm pixel-pitch** / J.L. Tissot, A. Durand, Th. Garret all. SPIE vol. 7660, 2010 – Infrared Technology and Applications XXXVI.
2. **VGA 17 μm development for compact, low power systems** / A. Durand, J.L. Tissot, P. Robert al. SPIE Vol. 8012, 2011 – Infrared Technology and Application XXXVII.

С.А. Казначеев, асп.; рук. В.Н. Бодров, к. т. н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ТВ-КАМЕРА НА БАЗЕ *EMCCD*-МАТРИЦЫ. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

В результате работ, проведенных на кафедре электронных приборов, создан образец высокочувствительной ТВ-камеры на базе охлаждаемого фоточувствительного ПЗС сенсора с внутренним электронным умножителем (*EMCCD* — *Electron Multiplying Charge Coupled Device*) типа *CCD97* фирмы *E2V Technologies*.

В ходе теоретического анализа предложены пути создания образца сверхвысокочувствительной ТВ-камеры.

Теоретический анализ разделен на следующие пункты.

Анализ особенностей управления и конструкции ПЗС матриц нового поколения с внутренним регистром электронного умножения *CCD97* [1].

Анализ программно-аппаратных средств управления ТВ — камерами с учетом специфики используемого сенсора и задач, решаемых ТВ — камерой.

Существенное отличие *EMCCD* матриц от традиционных ПЗС-устройств — это наличие внутреннего регистра умножения, выступающего в роли усилителя сигнала. Принцип работы регистра внутреннего умножения основан на явлении умножения зарядового пакета при лавинном пробое полупроводниковой структуры. Данный режим работы требует высоких (для цифровой схемотехники) уровней напряжения и высокой точности управляющих сигналов.

Для управления регистром умножения необходимо преобразование логических уровней в импульсы с амплитудой до +45 В. Компоненты с таким диапазоном преобразований в процессе поиска обнаружены не были, поэтому была разработана ключевая схема на транзисторах.

ТВ-камера построена по модульному принципу, что позволяет проводить его дальнейшую модернизацию и отработку модернизированных блоков, а также адаптировать устройство для различных разновидностей и типов ПЗС матриц.

Проведены испытания созданной ТВ-камеры на ранее созданной установке [2].

Литература

1. **CCD97-00** Back Illuminated 2-Phase IMO Series Peltier Pack Electron Multiplying CCD Sensor. www.e2v.com.

2. **Казначеев С.А.** Вопросы исследования ТВ-камер на базе ПЗС матриц при сверхнизких уровнях естественной освещенности // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: труды XVIII МНТК студентов и аспирантов: в 4 т. Т.1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012. С. 218.

А.М. Князев, асп.; О.А. Князева, студ.;
рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

О ВОЗМОЖНОСТИ УВЕЛИЧЕНИЯ УГЛА ПОЛЯ ЗРЕНИЯ ПО УГЛУ МЕСТА ПАНОРАМНОЙ ОЭС

Получение своевременной информации об окружающем пространстве остается чрезвычайно актуальной задачей. Для ее решения применяются оптико-электронные системы (ОЭС) кругового обзора различных конструкций. Большинство таких систем обеспечивают угол поля зрения по азимуту, равный 360° , однако, угол поля зрения по углу места, как правило, ограничен и определяется используемыми объективами. Поэтому одной из проблем при создании ОЭС кругового обзора является увеличение угла поля зрения по углу места при сохранении неизменным пространственного разрешения.

Особое место занимают ОЭС, реализующие принцип наблюдения из единого центра. В них используется оптическое звено, содержащее систему одинаковых плоских зеркал специальной формы, расположенных под определенным углом к приемным ТВ-камерам [1]. Благодаря единому центру обзора становится возможным получить беспараллаксное изображение пространства и минимизировать возможные ошибки при «сшивании» изображений, получаемых смежными ТВ-камерами, в единую картину пространства.

Рассматривается способ построения оптического звена, позволяющий при сохранении единой точки обзора, увеличить поле зрения по углу места без заметного снижения пространственного разрешения [2]. Это достигается за счет разделения зеркальных элементов на составные части, углы наклона которых к оси системы дискретно изменяются, образуя «изломы» зеркальных элементов. Каждой отдельной составной части зеркального элемента соответствует отдельная ТВ-камера. Увеличение количества изломов зеркальных элементов, т.е. увеличение количества составных частей зеркальных элементов, при одновременном увеличении числа ТВ-камер, позволяет увеличивать угол поля зрения ОЭС по углу места. Так, при однократном «изломе» зеркальных элементов, количество ТВ-камер в системе увеличивается вдвое. При двукратном «изломе» — втрое и т.д.

Отметим, что рассматриваемый подход к построению зеркальных элементов панорамной ОЭС позволяет решить проблему осмотра верхней полусферы пространства с высоким разрешением.

Литература

1. **Nalwa V.** Outwardly Pointing Cameras // FullView, Inc. 2010.
2. **Hong Hua.** A High-Resolution Panoramic Camera // Beckman Institute. 2000.

Д.С. Мещерин, студ.; рук. И.В. Пияков, к.т.н., доц. (СГАУ, г. Самара)

УСТРОЙСТВО ДЛЯ АНАЛИЗА СОСТАВА МИКРОМЕТЕРИТОВ

Возрастающая активность в космическом пространстве многих стран приводит к его интенсивному загрязнению фрагментами ракетно-космической техники и появлению нового класса — техногенных пылевых частиц. По оценкам американских учёных общая масса объектов искусственного происхождения (космического мусора) на околоземных орбитах превысила 3 тысячи тонн. По результатам многочисленных исследований на высотах от 300 до 1600 км наблюдается наиболее высокая их концентрация, по уровню уже значительно превосходящая плотность потока частиц естественного метеороидного фона. Регистрация ударов метеорных тел с помощью датчиков, установленных на космических аппаратах, позволяет изучать плотность потока очень мелких частиц с массами 10^{-6} — 10^{-15} грамм. В отличие от преобразователей ионизационного типа, масс-спектрометрический преобразователь в состоянии провести регистрацию элементного состава микро- или наночастицы, ударившейся о мишень. Недостатком большинства таких приборов является малая достоверность измерений, вызванная зависимостью результатов измерений от места удара микрометеорита с мишенью, что типично для пылеударных масс-спектрометров [1]. Поставленная задача, разработать пылеударный масс-спектрометр с высокой достоверностью измерений, позволяющей расширить функциональные возможности, повысить чистоту эксперимента по определению состава пылевых частиц привела к масс-спектрометру [2].

Тороидальные дефлекторы, примененные в конструкции, фокусируют ионные пакеты, увеличивая разрешающую способность (разрешающая способность достигает 500). К тому же каждый из тороидальных дефлекторов настроен на свой диапазон масс, внутри которого разрешающая способность максимальна. Таким образом, удаётся избежать уменьшения разрешающей способности на больших массах. Такое деление диапазона положительно сказывается на увеличении общей разрешающей способности масс-спектрометра.

Литература

1. Пат. Р.Ф. №2326465. Пылеударный масс-спектрометр / Н.Д. Семкин, К.Е. Воронов, А.В.Пияков, И.В. Пияков, Р. А. Помельников. Бюл. 16 от 10.06.2008 г.
2. Пат. Р.Ф № 2235386. Пылеударный масс-спектрометр / Н.Д. Семкин, К.Е. Воронов, И.В. Пияков. Бюл.24 от 27.08.2004 г.

СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДУЛЯЦИЯ В ЛАМПАХ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ С ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРОЙ В ВИДЕ ЦЕПОЧКИ СВЯЗАННЫХ РЕЗОНАТОРОВ

В данном докладе рассматриваются основные характеристики стохастического сигнала, его влияние на показатель энтропии сигнала, выходную мощность усилителя и другие параметры [1].

Модуляция высокочастотного сигнала, несущего информацию, случайным сигналом, может применяться для следующих задач:

- создания широкополосного сигнала (за счет широкополосной модуляции);
- обеспечения конфиденциальности передачи информации;
- создания сигналов, маскирующих полезный сигнал (создание помех).

Модуляция сигнала, несущего информацию, может выполняться разными способами, в том числе путем хаотического изменения параметров элементов передатчика, через которые проходит сигнал (например, усилителей). Такая модуляция называется параметрической.

В настоящее время проводится изучение характеристик высокочастотного сигнала, промодулированного путем хаотического изменения питающего напряжения усилителя сигнала (параметрическая модуляция стохастическим сигналом). Основное внимание уделено исследованию выходного сигнала усилителя в режиме максимальной мощности (режим насыщения по мощности). Есть вероятность, что в этом режиме снизится основной информационный показатель случайного сигнала — энтропия. Объясняется это тем, что в режиме насыщения сглаживаются флуктуации сигнала [2]. Поэтому, прежде всего, необходимо исследовать изменение энтропии случайного сигнала при прохождении через усилитель. Если при достижении режима насыщения усилителя энтропия снизится, то необходимо будет добиться обратного ее роста за счет модуляции случайным сигналом.

Литература

1. **Мощные** широкополосные пучково-плазменные усилители СВЧ-колебаний / П.В. Боровиков, М.А. Завьялов, Ю.А. Кузнецов и др. // Прикладная физика. 2001. № 5.
2. **Диксон Р.К.** Широкополосные системы: пер. с англ. — М.: Связь, 1979.

Е.О. Попов, студ.; рук. В.Н. Бодров, к.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ФОТОЧУВСТВИТЕЛЬНАЯ МАТРИЦА С ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКОЙ И НАКОПЛЕНИЕМ В УСТРОЙСТВАХ КРУГОВОГО ОБЗОРА

В панорамной оптико-электронной системе (ПОЭС) сканирующего типа обычно используются фоточувствительные линейные датчики изображения (линейные сенсоры). При использовании однострочных матриц за один кадр регистрируется одна строка (столбец) панорамируемого изображения. Совокупность таких фрагментов позволяет сформировать полную картину окружающего пространства. Основным недостатком однострочных сканирующих ПОЭС связан с противоречием между чувствительностью и скоростью обзора пространства таких ПОЭС.

Для повышения чувствительности при сохранении скорости сканирования в работе предлагается использовать в качестве приемника излучения фоточувствительные матрицы с временной задержкой и накоплением заряда (ВЗН). Обозначения, принятые в настоящее время в зарубежной литературе для таких устройств, *TDI CCD (time-delay and integration CCD)*. Они широко используются, например, при спутниковом зондировании (мониторинге) земной поверхности.

Режим ВЗН в ПОЭС позволяет накапливать сигнал каждого пикселя, за счет чего значительно увеличивается значения сигнал/шум. В зависимости от преобладающего механизма шумов увеличение отношения сигнал/шум в среднем составляет $M^{1/2}$, где M — число строк матрицы ВЗН. Например, *TDI CCD* детектор с 64 строками позволяет увеличить значение сигнала в 64 раза и повысить отношение сигнал/шум в 8 раз. Увеличение чувствительности достигается за счет увеличения времени накопления при синхронизации движения зарядовых пакетов по столбцам матрицы и спроецированного на матрицу изображения.

Традиционные линейные сенсоры имеют более высокие частоты тактирования, что позволяет увеличить скорость осмотра пространства, но при этом у них значительно меньшая чувствительность. Это особенно важно при обзоре пространства в условиях низкой освещенности, когда обычные линейные матрицы не справляются с поставленной задачей. Для достижения чувствительности сравнимой с ВЗН матрицей линейный датчик должен в M раз дольше сканировать участок пространства. Таким образом, при неизменной чувствительности ПОЭС режим ВЗН позволяет в M раз быстрее сканировать пространство.

АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА

Низкочастотный шум или шум типа $1/f^\gamma$ присутствует в составе собственного шума практически всех изделий электронной техники (ИЭТ) и широко используется для контроля качества ИЭТ.

Эффективность такого контроля зависит от точности измерения параметров низкочастотного шума. Одним из наиболее важных параметров является спектральная плотность мощности шума $S_{\text{ш}}(f)$, которая определяется как средняя мощность шумового сигнала на выходе узкополосного фильтра [1].

Для случайных процессов с нулевым средним, к которым относится шум, статистическая погрешность измерения $S_{\text{ш}}(f)$ определяется дисперсией случайного процесса на выходе фильтра [2] и смещением оценки:

$$\varepsilon_{u\Sigma}^2 = s^2 + \delta_u^2. \quad (1)$$

Показано, что существует оптимальная ширина $\Delta f_{\text{Ф}}^{\text{опт}}$ полосы фильтра [3], при которой суммарная погрешность $\varepsilon_{u\Sigma}$ измерения $S_{\text{ш}}(f)$ минимальна, причем с увеличением γ оптимальная полоса уменьшается по закону:

$$\sqrt[5]{\gamma^{-2}(\gamma+1)^{-2}}; \quad (2)$$

Так, увеличение γ от 0,5 до 3 приводит к уменьшению $\Delta f_{\text{Ф}}^{\text{опт}}$ примерно в 3 раза.

Поскольку современные схемы фильтров позволяют регулировать полосу в широких пределах, для снижения погрешности измерения $S_{\text{ш}}(f)$ предложен двухшаговый алгоритм измерения.

На первом шаге по измерениям $S_{\text{ш}}(f)$ на двух частотах при полосе фильтра, рассчитанной для $\gamma = 1$, находится реальное значение γ , затем программно рассчитывается оптимальная полоса фильтра для каждого значения частоты из диапазона измерения.

На втором шаге измерение производится уже при оптимальной полосе фильтрации.

Литература

1. **Мирский Г. Я.** Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия, 1972.
2. **Мирский Г. Я.** Погрешности измерения корреляционных функций случайных процессов с различными распределениями вероятностей // Измерительная техника. 1979. № 8.
3. **Мирский Г. Я.** Электронные измерения. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986.

О.В. Сильвестрова, инж.;
рук. Г.И. Обидин, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЦВЕТОВОГО ПЕРЕНОСА ДЛЯ СОЗДАНИЯ ЕДИНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В ПАНОРАМНЫХ СИСТЕМАХ

Задачи построения панорамных систем актуальны в различных областях науки и техники. Для получения единого панорамного изображения необходимо проводить процедуру сглаживания разницы цветов соседних изображений [1]. Когда типичное трехканальное изображение представляется в любом из наиболее известных цветовых пространств, то между значениями различных каналов будут существовать корреляции. Это означает, что если мы хотим изменить цвет пикселя согласованным образом, то необходимо модифицировать все цветовые каналы.

В пространстве $\alpha\beta$ между осями существует небольшая корреляция, которая позволяет применять различные операции в различных цветовых каналах с некоторой уверенностью, что не возникнет нежелательных межканальных артефактов. Кроме того, это цветовое пространство логарифмическое, что в первом приближении означает то, что равномерные изменения интенсивности в канале будут равным образом различимыми [2].

Целью работы является получение обработанного изображения, с учетом характеристик соседнего: между изображениями переносятся некоторые аспекты распределения данных в пространстве $\alpha\beta$; вычисляются среднее и стандартное отклонения отдельно для каждой оси исходного и конечного изображений; затем масштабируются данные, составляющие выходное изображение коэффициентами, определяемыми соответствующими стандартными отклонениями.

Показано, что использование данных в цветовом пространстве с декоррелированными осями является полезным инструментом для создания единого панорамного изображения. Наложение среднего абсолютного отклонения и стандартного отклонения на точки данных является быстрой операцией, которая дает правдоподобные результирующие изображения, не искажающие малоразмерные объекты.

Литература

1. Сильвестрова О.В. Обидин Г.И. Использование глобального метода компенсации экспозиции при создании панорамных изображений, получаемых от многокамерного модуля // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тез. докл. 18 МНТК студентов и аспирантов. Т. 1. М.: Издательский дом МЭИ, 2012.
2. Laming D.R.J. Sensory Analysis. London: Academic Press, 1986.

ЭНЕРГОАНАЛИЗАТОР СОЛНЕЧНОГО ВЕТРА

При работе современной аппаратуры в космических условиях существует фактор воздействия заряженных частиц солнечных космических лучей (СКЛ). Для длительной работы РЭС требуется повышенная надежность, а значит и защита. Натурные эксперименты по воздействию СКЛ дорогостоящие, а для лабораторных требуется изучение энергий частиц, что стало причиной проектирования энергоанализаторов.

Статические анализаторы бывают одно-, двух- и многокаскадные. Особенностью любого каскада является то, что поле внутри него меняется непрерывно и выполняет функции разделения ионов по энергиям. Каскады в анализаторах могут быть разделены промежутком, в котором отсутствуют какие-либо поля, или соприкасаются своими границами.

Применение двух и более каскадов в анализаторах позволяет улучшить их характеристики.

К однокаскадным анализаторам относятся магнитные, электростатические и анализаторы с совмещенными электрическими и магнитными полями. В статических анализаторах наиболее широкое распространение получили секторные аксиально-симметричные электрические и магнитные поля. Скрещенные поля являются частным случаем совмещенных электрических и магнитных полей. Рассмотрим ионно-оптические характеристики анализаторов. Основная задача ионной оптики статических масс-анализаторов — расчет условий радиальной и аксиальной фокусировки, дисперсии анализатора по массам и энергиям, положения линий фокусов, формы и размеры изображения, разрешающей способности и светосилы. Форма и размеры изображения зависят от размеров выходной щели источника, от горизонтального и вертикального увеличения и различного рода искажений.

В простейшем случае энергоанализатор представляет собой две пластины, между которыми подан электрический потенциал. Плоский конденсатор наиболее простой по конструкции анализатор, что служит одной из причин его широкого применения при энергетическом анализе пучков заряженных частиц. В анализаторе используются дисперсионные свойства однородного электрического поля. Конструктивно он представляет собой две параллельные пластины, в одной из которых прорезаны окна для впуска и выпуска исследуемых частиц. На пластины подана тормозящая разность потенциалов. На некоторых расстояниях от пластины с окнами в экспоненциальном пространстве расположены входная и выходная щели.

Е.М. Шитов, асп., рук. М.Д. Воробьев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПРЯМОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДРОБОВОГО ШУМА, СОЗДАВАЕМОГО НЕОДНОРОДНЫМ ТЕРМОЭЛЕКТРОНЫМ КАТОДОМ

Качество и долговечность электровакуумных приборов (ЭВП) во многом определяется катодно-подогревательным узлом (КПУ). Среди методов, позволяющих проводить неразрушающий контроль качества КПУ, особое положение занимают методы исследования состояния эмиссионной поверхности на основе данных, полученных с помощью шумовых исследований [1], в том числе прямого метода измерения дробового шума.

Для измерений по прямому методу необходимо иметь усилитель с высокой чувствительностью, низким уровнем собственных шумов, точно известным коэффициентом усиления; кроме того, ширина полосы пропускания усилителя должна быть точно известна.

Для правильной интерпретации результатов измерений необходимо знать дифференциальное сопротивление измеряемого образца ЭВП при каждом значении анодного тока на полосе частот, на которой происходит измерение шумового сигнала.

Разработан и собран измерительный усилитель со спектральной плотностью собственных шумов менее $4 \cdot 10^{-18}$ В²/Гц в полосе пропускания. Получена амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления. Конструкция усилителя позволила с высокой степенью точности определить ширину эквивалентной полосы пропускания [2]. Коэффициент усиления на частоте 1060 кГц составил 24 250, ширина эквивалентной полосы пропускания составила 45,8 кГц. Проведены калибровочные шумовые измерения.

Получены зависимости дифференциального сопротивления образцов ЭВП с металлопористыми термокатадами с различным межэлектродным расстоянием от частоты в разных точках ВАХ.

Литература

1. **Воробьев М.Д., Чирков М.Н., Чубаров В.В., Юдаев Д.Н.** Электрофлукуационная диагностика эмитирующей поверхности термокатодов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. Вып. 1(512). 2012. С. 38—50.
2. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. Т. 2. — М.: Мир, 1993.

*В.И. Яковлев, В.В. Чубаров, студенты; М.Н. Чирков, соиск.;
рук. М.Д. Воробьев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЛИТЕЛЬНОЙ НАРАБОТКИ НА ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА МЕТАЛЛОПОРИСТЫХ ТЕРМОКАТОДОВ

Один из ключевых вопросов, возникающих при эксплуатации металлопористых катодов (МПК) — это вопрос прогнозирования долговечности, особенно в тех областях применения, где к этому параметру предъявляются повышенные требования, обусловленные невозможностью замены вышедшего из строя прибора. Долговечность МПК, предсказанная исходя из запаса активирующего вещества, на практике довольно часто является весьма условной и во многом зависит от условий эксплуатации и массы других факторов [1]. Одним из таких факторов является эмиссионная однородность эмитирующей поверхности катода. Неоднородность эмиссии, выражающаяся в наличии на эмиттере участков с повышенной работой выхода, приводит к необходимости эксплуатации катода при повышенной температуре для достижения необходимого тока эмиссии, а это, в свою очередь, сильно снижает долговечность.

На основании исследования партии экспериментальных диодов с МПК был выявлен ряд закономерностей, связывающих уровень дробового шума с наличием слабоэмитирующих участков на поверхности катода. На базе выявленных закономерностей была разработана методика, позволяющая формировать эмиссионный профиль термокатаода [2, 3].

Используя предложенную методику, был проведен анализ изменения эмиссионного профиля в процессе непрерывной работы катода. Полученные данные свидетельствуют о том, что состояние эмитирующей поверхности различно на разных этапах работы катода.

Литература

1. **Кудинцева Г.А., Мельников А.И., Морозов А.В.** Термоэлектронные катоды. М.-Л.: Изд-во «Энергия», 1966.
2. **Воробьев М.Д., Чирков М.Н., Чубаров В.В., Юдаев Д.Н.** Электрофлюктуационная диагностика эмитирующей поверхности термокатодов // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. Вып. 1(512). 2012. С. 38—50.
3. **Чирков М.Н., Яковлев В.И.** Дробовой шум, создаваемый неоднородным термоэлектронным катодом // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика: Тр. XVII МНТК студентов и аспирантов. Т.1. — М.: Издательский дом МЭИ, 2011.

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

О.В. Бубнов, асп.; А.А. Ткаченко, к.т.н., зав. отд. (НИИ АЭМ ТУСУР);

рук. В.Н. Борилов, к.т.н., зав. каф. ТПС (ТПУ, Томск)

ИМИТАТОР АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Тенденция существенного увеличения мощности бортового электрооборудования космических аппаратов (КА) и срока их активного существования [1] предъявляет серьезные требования к аппаратуре наземных испытаний [2].

Замена технологических аккумуляторных батарей (ТАБ) имитаторами (ИАБ) позволяет исключить затраты на их обслуживание и сократить время испытаний, за счет возможности воспроизведения на ИАБ любого состояния ТАБ (выходного напряжения АБ, потенциалов элементов АБ и значения датчиков температуры). ИАБ имеет возможность быть включенным в автоматический испытательный комплекс (АИК) КА, обеспечивая дистанционное изменение выходных параметров в процессе испытаний и передачу в АИК полной информации о своем состоянии. Стоимость ИАБ значительно ниже стоимости ТАБ.

Имитаторы, разработанные по структуре [3], позволяют воспроизводить режимы заряда и разряда АБ. При имитации разряда АБ, энергия берется из промышленной сети и после высокочастотного ШИМ-преобразования с гальванической развязкой, поступает на выход имитатора. При работе в режиме заряд, энергия с входа имитатора рекуперирована в сеть, с помощью ведомого инвертора. Гальваническая развязка от сети достигается путем ввода промежуточного высокочастотного преобразователя. Выходные параметры ИАБ задается через пользовательский интерфейс встроенного контролера на платформе РС/104. Имитация датчиков температуры АБ выполнена с помощью резистивных коммутаторов, работающих под управлением микроконтроллера, связанного с контроллером ИАБ по интерфейсу RS-485. Имитация напряжения на элементах АБ производится с помощью гальваноразвязанных регулируемых источников напряжения, управляемых от контроллера ИАБ так же через RS-485.

Литература

1. **Каменев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В.** Спутниковые системы связи. — М.: Военный парад, 2010. С. 341—343.
2. **Кудряшов В.С.** Современное состояние и перспективы развития бортовых СЭП связанных ИСЗ. Электронные и электромеханические системы и устройства: сб. науч. трудов НПЦ «Полнос». — Томск: МГП «РАСКО», 2001. С. 17—27.
3. **Пат. 73102 РФ, МПК G 06 G 7/63.** ИАБ для испытания систем электроснабжения космических аппаратов / В.Н. Мишин, О.В. Бубнов и др. // № 2008100435/22; заявл. 09.01.08; опубл. 10.05.08, Бюл. № 13. — 2 с.

ОБОБЩЕННАЯ НЕПРЕРЫВНАЯ МОДЕЛЬ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА

Для обеспечения устойчивости импульсных стабилизаторов напряжения необходимы малосигнальные частотные характеристики управление — выход силовой части — импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН). Получение таких характеристик с использованием полной имитационной модели ИППН представляет собой трудоемкую задачу, требующую большого количества компьютерных экспериментов, которая еще более усложняется при физическом эксперименте на макетном образце ИППН.

Получить малосигнальную частотную характеристику управление (коэффициент заполнения импульсов ключа d) — выход (выходное напряжение $V(R_L)$) гораздо проще, используя нелинейную непрерывную модель ИППН. Она получается путем применения метода усреднения в пространстве состояний [1] к системе с переменной конфигурацией ИППН. Так была получена нелинейная непрерывная модель инвертирующего регулятора постоянного напряжения с учетом потерь (рис. 1, а).

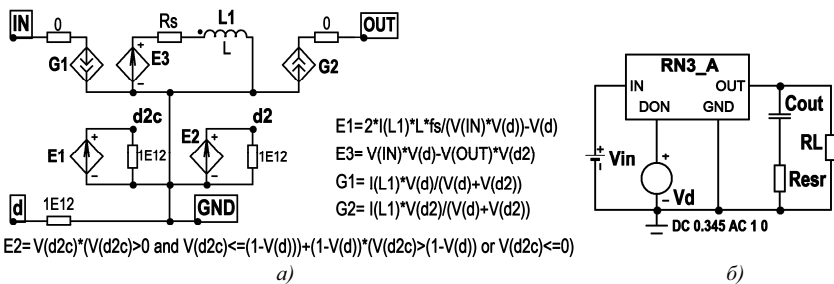


Рис. 1. Непрерывная модель инвертирующего импульсного регулятора:

а — внутренняя структура; б — макромодель в схеме для снятия частотных характеристик

Непрерывная модель, внутренняя структура которой раскрыта на рис. 1, а оформлена в виде схемной макромодели для программы Micro-cap (рис. 1, б). Адекватность построенной непрерывной модели проверялась сравнением ее поведения с полной имитационной моделью в режимах непрерывного и прерывистого токов дросселя при старте с постоянным коэффициентом заполнения управляющих импульсов силового ключа d .

Литература

1. Чегги П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990.

И.М. Генералов, студ.; рук. В.Д. Поляков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИНХРОННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ В КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ ОСВЕТИТЕЛЬНЫХ УСТАНОВОК

Возросшие за последние годы требования к ИВЭП заставляют понятие «эффективность источника питания» не просто как коэффициент полезного действия, а в более широком смысле — как совокупность КПД, массогабаритных показателей, эксплуатационных и электрических параметров. Такой подход требует разработки не только новых схемотехнических решений, но и новых принципов работы источников вторичного электропитания для светодиодного освещения.

Режим синхронного выпрямления обеспечивает более высокий КПД [1] и удельные массогабаритные показатели высокочастотных регулируемых преобразователей при низких выходных напряжениях. Поначалу он использовался лишь в наиболее передовых и дорогостоящих изделиях.

Сегодня синхронное выпрямление не является чем-то выдающимся, оно оправдало свое применение при выходных напряжениях в несколько вольт. Насколько эффективным будет применение синхронного выпрямителя на повышенных напряжениях? В данной работе было проведено исследование квазирезонансного инвертора с гальванической развязкой и синхронным выпрямлением на выходе. Цель исследования сводилась к тому, насколько эффективно применены схем данного рода на выходные напряжения в несколько десятков вольт. Был создан экспериментальный макет установки для анализа режимов его работы и оценки потерь мощности в ключах инвертора и синхронного выпрямителя.

Параллельно испытаниям макета был проведен схемотехнический анализ схемы с помощью программы схемотехнического моделирования с использованием инерционных моделей в среде LT Spice, являющейся бесплатной. Были проанализированы и соотнесены результаты экспериментов на макете и в схемотехнической модели.

Итогом проведенных исследований стал вывод о путях повышения эффективности исследуемого преобразователя. Разработаны способы управления инвертором и синхронным выпрямителем, обеспечивающие оптимальный режим с точки зрения эффективности. Сформулированы рекомендации по выбору ключевых приборов по их параметрам, удовлетворяющим требованиям эффективной работы преобразователя.

Литература

1. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕЗМОСТОВОГО ККМ ВМЕСТО АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В маломощных вторичных источниках питания для получения высокого коэффициента мощности и малых искажений тока сети целесообразно использовать однофазный корректор коэффициента мощности (ККМ) совместно с вторичным преобразователем. Для устройств средней мощности необходимо использовать трехфазную сеть.

Трехфазный выпрямитель с индуктивным фильтром и прямоугольным током в фазах сразу дает коэффициент искажений не менее 0,955 и не требует использования ККМ. Однако наличие индуктивности делает неприемлемым применение такого выпрямителя в составе вторичного источника питания из-за плохих динамических свойств. Активные выпрямители позволяют получить хорошие динамические свойства, но обладают следующими недостатками: возможность работы лишь при выходном напряжении, превышающем входное, и большой бросок пускового тока из-за активно-емкостной нагрузки [1].

От перечисленных недостатков свободен трехфазный безмостовой ККМ на базе обратного преобразователя, схема которого приведена на рис. 1. Данное устройство позволяет получать на выходе выпрямленное напряжение любого уровня от 0 до бесконечности, либо наоборот, стабилизировать выходное напряжение при произвольном входном, в частности, при синусоидальном изменении. Использование структуры обратного преобразователя позволяет исключить бросок пускового тока, свойственный активным выпрямителям.

Для управления безмостовым корректором может быть использован простейший ШИМ, позволяющий полностью устранить перерегулирование в широком диапазоне нагрузок.

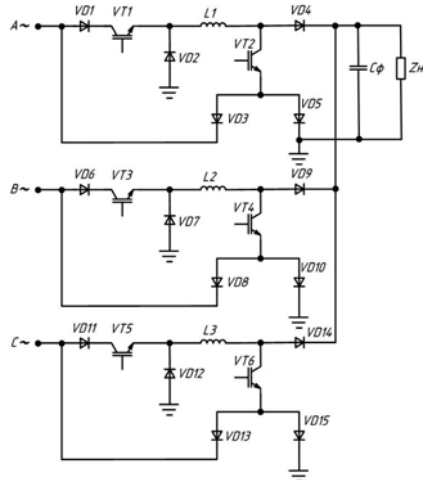


Рис. 1. Трехфазный безмостовой ККМ

Литература

1. Omedi T., Barlik R. Three-phase AC-DC unidirectional PWM rectifier topologies — selected properties and critical evaluation // IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 1996.

*В.В. Иванов, А.В. Ледовских, студенты;
рук. Гурова Е.Г., к.т.н., доц. (НГТУ, г. Новосибирск)*

РАЗРАБОТКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФАЗОВОГО РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В настоящее время одним из основных направлений научно-технического прогресса является развитие микроэлектроники и широкое применение ее изделий в промышленном производстве, в устройствах и системах управления самыми разнообразными объектами и процессами.

Поэтому развитие электромеханических систем привело к созданию широкого спектра систем управления на основе микроконтроллерных устройств. Главной целью научно-исследовательской работы является разработка фазового регулятора на основе управляемого выпрямителя.

Для выполнения поставленной цели разработана прежде всего принципиальная схема фазового регулятора на основе управляемого выпрямителя.

По ходу разработки был произведен выбор микроконтроллера. Пожалуй, именно это является одним из самых важных решений, от которых зависит успех задуманного проекта. При выборе микроконтроллера необходимо учесть и оценить большое количество факторов. Основная цель выбрать наименее дорогой микроконтроллер (чтобы снизить общую стоимость системы), но в то же время удовлетворяющий спецификации системы, т.е. требованиям по производительности, надежности, условиям применения и т.д. В данной работе выбран микроконтроллер ATmega16.

Одним из направлений этой научно-исследовательской работы является разработка драйвера. Нами разработан драйвер на основе IGBT-транзистора.

Достоинством данной разработки является ее достаточно простое исполнение на практике, и сама по себе она имеет множество направлений, которые можно взять для дальнейшего более глубокого изучения, в частности наработки могут быть взяты за основу бакалаврских и магистерских работ.

АНАЛИЗ ДИНАМИКИ СХЕМ С ТРЕХФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ

Силовая электроника и преобразовательная техника в наше время базируется на комбинировании различных электронных схем в одном устройстве. Работая в одном преобразователе, каждая из частей может вызвать автоколебание в другом устройстве, а следовательно, и во всем преобразователе [1, 2].

В данной работе рассматривается блок трехфазного инвертора. Со стороны шины постоянного тока его можно заменить эквивалентным звеном, зависящим от параметров питания, нагрузки, управления. Пусть в системе введена обратная связь, стабилизирующая режим питания нагрузки при воздействии различных возмущающих факторов. В частности, при изменении напряжения питания инвертора (рис. 1).

При наличии такой связи инвертор описывается звеном со следующей характеристикой. При повышении напряжения питания ток, потребляемый звеном, падает; при понижении — ток увеличивается. Таким образом, звено имеет отрицательное сопротивление. Следовательно, при определенных условиях инвертор вызовет автоколебания в данной системе.

В этой работе рассматриваются математические модели блока инвертора в цепи с пассивным звеном (LC -фильтр) и со звеном, включающим активные элементы и обратную связь (корректор коэффициента мощности), налагаемые инвертором ограничения на систему, методы устранения автоколебаний.

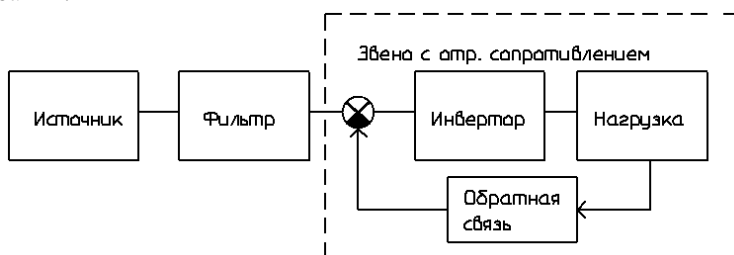


Рис. 1. Структурная схема преобразователя со звеном инвертора

Литература

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. — 632 с.
2. Розанов Ю.К., Рябчинский М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.

А.А. Каткова, студ.; рук. А.А. Пеньков, к.т.н., доц.
(Филиал МЭИ в г. Смоленске)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТОПРОВОДОВ С ПОМОЩЬЮ УСТАНОВКИ КОНТРОЛЯ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Индуктивные элементы являются одними из наиболее значимых компонентов силовой электроники. В связи с тем, что их разработка имеет высокую стоимость и требует много времени, важнейшей задачей становится предсказание эксплуатационных характеристик.

Актуальным решением поставленной задачи является моделирование систем силовой электроники [1]. Во многих случаях, особенно для таких отечественных силовых элементов, как магнитопроводы, модели отсутствуют, что вызывает необходимость их построения пользователем. Проектирование модели магнитопровода требует введения шаблонных параметров и характеристик, которые могут быть получены с помощью современных измерительных устройств [2].

Установка УКМП-0.05-100 предназначена для проведения измерений магнитных и электрических характеристик магнитопроводов. Установка включает: измерительный блок, управляющую ЭВМ, программное обеспечение. Управляющая ЭВМ обеспечивает ввод программ измерения и номеров партий образцов, управление процессом измерения, расчет параметров магнитопроводов, сохранение и вывод результатов.

Измерительный блок содержит источник питания, формирует ток намагничивания, осуществляет измерение тока намагничивания и преобразование ЭДС на измерительной обмотке в магнитный поток, обеспечивает взаимодействие с управляющей ЭВМ.

Данная установка имеет широкий перечень определяемых параметров: амплитуда магнитодвижущей силы, амплитуда напряженности магнитного поля, мощность потерь и др. и обеспечивает получение динамических магнитных характеристик при частоте перемагничивания до 100 кГц.

В рамках исследования были разработаны специальные компьютерные программы измерений, которые позволяют получать параметры и характеристики магнитопроводов различных типов и материалов. Полученные параметры могут быть использованы для построения модели, с высокой точностью отражающей свойства реального магнитопровода.

Литература

1. **Болотовский Ю.** Некоторые аспекты моделирования систем силовой электроники / Ю. Болотовский, Г. Таланзы // Силовая электроника. 2006. № 4. С. 78—83.
2. **Dr. Ray Ridley** and Art Nace. Modeling Ferrite Core Losses. / Switching Power Magazine. Winter, 2002. P. 8—9.

КОНТРОЛЛЕР ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ СВЕТОДИОДНЫМ СВЕТИЛЬНИКОМ

Рассматривается система прямого цифрового управления источником питания для мощного светодиодного светильника. Источник питания выполнен по схеме DC/DC преобразователя на базе полумостового квазирезонансного LLC-инвертора. Такая схема питания целесообразна для светильников повышенной мощности (50 Вт и более). Инвертор обеспечивает мягкую коммутацию силовых ключей при повышенной рабочей частоте, а также низкую загрузку по току силовых элементов (полупроводников, конденсаторов, трансформатора). Для регулирования света на стороне выпрямленного напряжения используется дополнительный каскад (понижающий или повышающий преобразователь) стабилизирующий ток и реализующий ШИМ на низкой частоте или аналоговое регулирование светового потока. Использование квазирезонансного инвертора вместо резонансного позволяет качественно улучшить динамические характеристики источника [1].

В большинстве современных решений принято, что источник питания выполняется с встроенной системой управления, которая не содержит в себе интерфейса управления по какой-либо информационной сети. При необходимости такого управления модуль интерфейса, выполненный в виде автономного устройства, интегрируется в корпус светильника.

Такие технические решения являются целесообразными с экономической точки зрения при значительном объеме использования неуправляемых светильников. Однако доля систем освещения с централизованным управлением непрерывно растет. И в этом случае экономически выгодно совместить в одном микроконтроллере функцию прямого цифрового управления ключами источника и интерфейс связи.

Спроектирован специализированный контроллер управления для трехкаскадного LLC-источника питания [1]. Однокристалльный микроконтроллер объединяет в себе функции аналогового регулирования тока посредством частотного управления на частотах выше резонансной или регулирование тока посредством низкочастотной ШИМ, также реализует программную поддержку интерфейса по стандарту DALI.

Литература

1. Ошурков И.А., Поляков В.Д. Высокодинамичный квазирезонансный инвертор для регулируемых источников питания светодиодных светильников// Полупроводниковая светотехника. 2011. № 6. С. 36—39.

Д.В. Красильников, асп. (НГТУ им. Р.Е. Алексеева); рук. О.В. Крюков, к.т.н., доц., гл. спец. (ОАО «Гипрогазцентр», г. Н.Новгород)

УСТОЙЧИВОСТЬ АКТИВНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОДВЕСА ГАЗОПЕРЕКАЧИВАЮЩИХ АГРЕГАТОВ

В последнее время широкое распространение получили активные электромагнитные подвесы (АЭМП). Их появление обусловлено ростом скоростей вращения и мощностей роторных машин, уменьшением массогабаритных показателей, исключением потерь на трение и механического контакта между частями машин, повышением надежности и срока службы, способностью работы в экстремальных условиях и прочее [1].

Однако существующие системы управления (СУ) АЭМП очень громоздки, а применяемая в них элементная база устарела. Поэтому предлагается модернизировать существующие СУ подвесами газового нагнетателя, за счет применения новой элементной базой и внедрения микропроцессорной СУ, что позволяет [2]:

- повысить быстродействие за счет применения 32-разрядного микропроцессора и повышения частоты коммутации силовых транзисторов источника питания до нескольких десятков кГц;
- уменьшить потребление электроэнергии СУ за счет использования новых полупроводниковых элементов с более низкими внутренними сопротивлениями, использованием процессора с напряжением питания 3,3 В;
- повысить надежность работы АЭМП;
- уменьшить массогабаритные показатели субблоков и шкафа управления в целом;
- оперативно контролировать работу подвеса на ПК с использованием интерфейса RS-485.
- выполнить устройство универсальным, с возможностью смены программы, записанной в процессор на языке СИ, при новом применении.

В докладе рассмотрены и теоретически обоснованы причины колебаний роторов нагнетателей, вызванные неуравновешенностью ротора, неравной жесткостью сечений вала, овальностью шеек и наличием неконсервативных сил. Проведены расчеты вала при его дисбалансе и конденсатора на входе силового преобразователя. Полученные результаты позволили выработать рекомендации по повышению устойчивости работы АЭМП.

Литература

1. **Журавлев Ю.Н.** Активные магнитные подшипники: Теория, расчет, применение. – СПб.: Политехника, 2003. – 206 с.
2. **Энергосбережение** и автоматизация электрооборудования компрессорных станций / А.Ф. Пужайло, С.В. Савченков, Е.А. Спиридович и др.; под ред. О.В. Крюкова. – Н.Новгород: Вектор ТиС. Т. 3. 2012. – 572 с.

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ОБРАТНОХОДОВОГО «КОСОГО МОСТА» В РЕЖИМЕ ДВОЙНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Однотактный обратноходовой «косой мост» (рис. 1, а) может работать в режиме двойной модуляции [1]. В этом режиме возможны три состояния ключевых элементов: открыты оба ключа (накопление энергии в сердечнике — «н» на рис. 1, б), один ключ заперт, другой открыт (хранение верхнего/нижнего уровня энергии — «хрВ»/ «хрН»), заперты оба ключа (передача энергии в нагрузку — «п»).

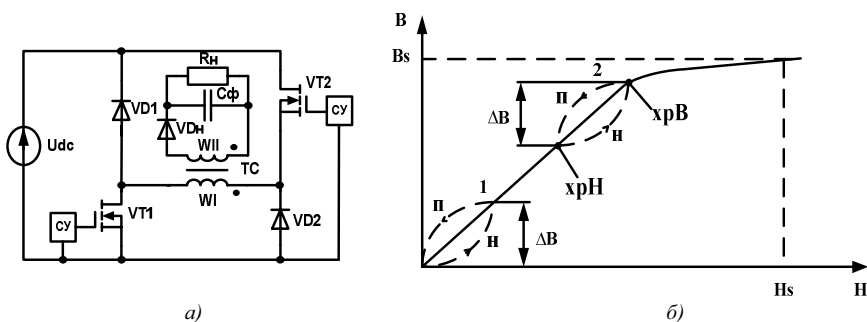


Рис. 1. Схема преобразователя (а) и кривая намагничивания сердечника трансформатора (б)

Наличие интервала хранения, во-первых, позволяет исключить перерегулирование при запуске преобразователя и сбросе нагрузки, во-вторых, закачать в сердечник избыточную энергию и за счет этого устранить провалы напряжения при набросе нагрузки. При этом можно даже не увеличивать габариты сердечника, так как для уменьшения потерь на перемагничивание [2] на высокой частоте традиционно уменьшают приращение индукции ΔB (см. цикл 1 на рис. 1, б). Как видно из рисунка (цикл 2), в такой сердечник можно закачать дополнительную энергию в виде постоянной составляющей индукции, не увеличивая потери на перемагничивание и габариты сердечника.

Литература

1. Кругликов И.А. Использование интервала хранения для улучшения динамических свойств обратноходового «косого моста» // Сборник тезисов докладов восемнадцатой международной научно-технической конференции студентов и аспирантов 1—2 марта 2012 года. Москва. 2012. Т. 1. С. 242—243.

2. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. — М.: Изд-во МЭИ, 1998.

АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ ТОКА С ШИМ

С появлением мощных полностью управляемых силовых ключей появилась возможность создания автономных инверторов с применением широтно-импульсной модуляции. Наиболее часто применяются инверторы напряжения с ШИМ, меньшее распространение имеют инверторы тока с ШИМ на полностью управляемых ключах. Априорно можно утверждать, что они имеют преимущество перед инверторами напряжения — устойчивость к короткому замыканию в нагрузке. Такой режим может реально возникнуть в установках электропривода, если внезапно наступает резкий останов двигателя (например, при движении транспортного средства при наличии препятствия на пути движения).

Выходное напряжение АИТ с ШИМ практически не зависит от сопротивления нагрузки, то есть инвертор имеет жесткую внешнюю характеристику. В отличие от инвертора напряжения увеличение коэффициента модуляции приводит к уменьшению выходного тока, однако свое влияние оказывает конденсатор в нагрузке C . Здесь можно увидеть аналогию с преобразователями постоянного напряжения: в понижающих преобразователях выходное напряжение пропорционально коэффициенту заполнения, а в повышающем преобразователе обратно пропорционально коэффициенту заполнения. Варьируя длительность включения определенных пар ключей по закону ШИМ можно получить форму тока нагрузки (в нагрузку включается и конденсатор фильтра C), показанную на рис. 1.

АИТ имеет коэффициент передачи по напряжению, больший единицы, т.е. является повышающим преобразователем. Это является достоинством АИТ: при создании бестрансформаторного преобразователя частоты на его входе могут быть использованы неуправляемые выпрямители, при этом напряжение на выходе может достичь требуемой величины.

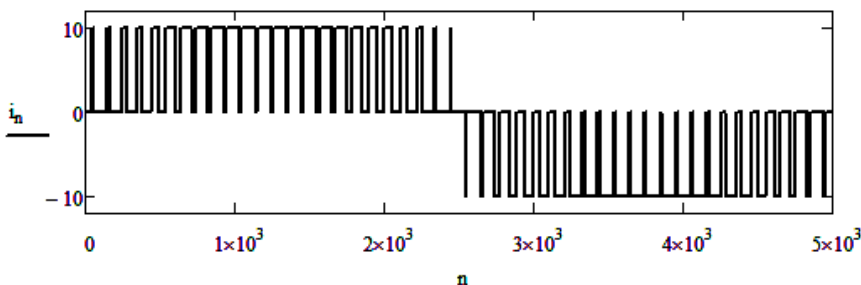


Рис. 1. Ток нагрузки АИТ с ШИМ

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРСПЕКТИВНЫХ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Расширение области применения преобразователей постоянного тока (DC/DC преобразователей) достигается за счет увеличения единичной мощности преобразователей, повышения их удельных массогабаритных и энергетических показателей, расширения функциональных возможностей.

Наиболее перспективными в этом плане, как следует из [1, 2], являются DC/DC преобразователи, выполненные по схеме с мостовым инвертором с фазовым управлением, что позволяет существенно снизить динамические потери в полупроводниковых приборах, поднять промежуточную частоту преобразования и, как следствие, уменьшить массогабаритные характеристики. Для мощных устройств рекомендуется использовать преобразователь, выходная часть которого выполнена с удвоением тока [1], либо двухтрансформаторный преобразователь [1], а также преобразователь с выходным выпрямителем и LC -фильтром.

В работе анализируется перспективное применение указанных схем и способов управления ими в условиях широкого изменения входного напряжения, характерного для ряда специальных применений, а так же значительного изменения выходного напряжения при одинаковой мощности.

На базе математического моделирования электромагнитных процессов в преобразователях, при заданных возмущающих воздействиях, оцениваются потери мощности в полупроводниковых элементах и трансформаторно-реакторном оборудовании указанных схем с учетом повышенной частоты работы элементов преобразователей и разных принципов управления.

Полученные результаты используются для сравнительного анализа эксплуатационных характеристик рассматриваемых устройств. Последнее позволяет сделать выводы о перспективных областях применения той либо иной топологии и ее рациональном управлении в заданных условиях.

Литература

1. **Мелешин В.И.** Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера. 2005. 632 с.
2. **Лукин А.В.** Преобразователи напряжения силовой электроники. М.: Радио и связь. 2004. 416 с.

СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ РАЗВЕТВЛЕННОЙ СЕТИ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ НА КАЧЕСТВО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ

В настоящее время развитие систем вторичного электропитания идёт по пути поиска возможных способов оптимизации уже существующих схемных решений, или более подробного их изучения средствами машинного анализа и моделирования. Необходимость таких исследований диктуется потребностью большого класса ответственных потребителей в бесперебойном и высококачественном снабжении одно- или трёхфазным напряжением 220В (380В), 50 Гц.

Эксперименты, проведённые в пакете Matlab Simulink (см. рис. 1) вместе с теоретическими представлениями о процессах, протекающих в выходном LC-фильтре автономного инвертора напряжения (АИН), качественно показали негативное влияние резкого сброса нагрузки на форму выходного напряжения. При таком воздействии происходят многократные перенапряжения на выходе фильтра, которые могут вывести из строя как нагрузку, так и сам преобразователь.

Исследуется возможность рекуперации избыточной энергии, накопленной в дросселе за время работы, в источник питания. Такой режим достигается снятием управляющих импульсов с силовых ключей АИН в момент сброса нагрузки, когда обратные диоды транзисторов служат для перетока энергии. Анализируется оптимальный интервал выхода из этого режима и влияние выбора элементов фильтра для наиболее эффективного снижения приращения напряжения к его амплитуде.

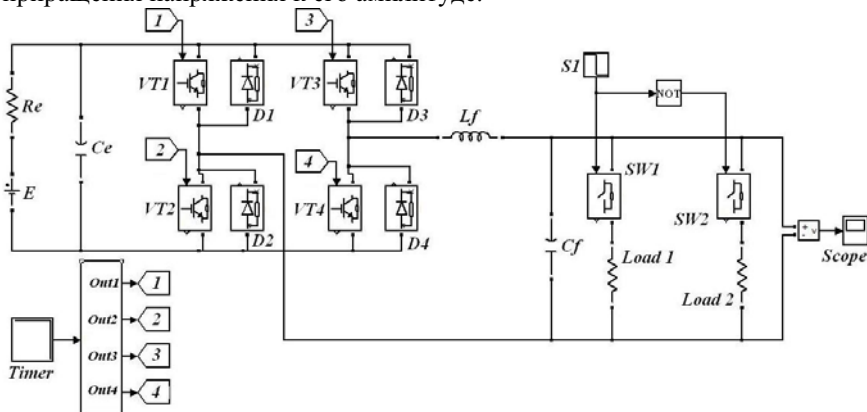


Рис. 1. Модель инвертора в Matlab, работающего на разветвлённую нагрузку

АНАЛИЗ СРЕДСТВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ

Системы управления (СУ) импульсными источниками питания, построенные на основе цифровой схемотехники, позволяют использовать сложные и оригинальные алгоритмы управления, которые имеют существенные преимущества перед традиционными аналоговыми решениями [1]. Реализация перспективных алгоритмов управления стала возможна при использовании современной элементной базы: цифроаналоговых программируемых логических интегральных схем (ЦАПЛИС) и цифровых сигнальных микроконтроллеров (ЦСМК) [2]. Однако одной из проблем при разработке современных цифровых СУ остается задача моделирования и отладка алгоритма их работы.

В библиотеках элементов популярных систем автоматического проектирования (САПР) не имеется моделей специализированных микроконтроллеров и ЦАПЛИС. Исключение составляют САПР фирм-производителей, но их возможности весьма ограничены. Такие системы часто носят исключительно демонстрационный характер и не позволяют добавлять элементы силовой электроники для построения законченных моделей преобразователей, например, приложение ADP+ фирмы Analog Devices.

Перспективным решением для моделирования цифровых СУ является пакет MatLab+Simulink. Система функционального моделирования Simulink позволяет исследовать алгоритм работы цифровой СУ, получить код для последующей программной и аппаратной реализации. Впоследствии на основе полученной модели строится схема источника питания. Наиболее крупные производители элементной базы для построения цифровых СУ уже предлагают возможности интеграции собственных САПР с пакетом MatLab+Simulink, например, пакет Symphony компании Actel.

В работе рассмотрены сложности, возникающие при построении цифровых СУ на основе специализированной элементной базы микроконтроллеров. Проведено сравнение возможностей существующих популярных САПР по моделированию цифровых СУ. Предложен алгоритм моделирование цифровой СУ в среде MatLab+Simulink R2012b.

Литература

1. **Жданкин В.** Цифровое управление преобразованием напряжения — уже реальность // Силовая электроника. 2009. №1. С. 28—33.
2. **Найденов Е.В.** Разработка цифровых систем управления источниками питания // XVIII международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика». Т. 1. М.: 2012. 249 с.

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДНОГО СВЕТИЛЬНИКА

В качестве современных источников света все чаще используются светодиодные светильники, которые позволяют экономить электроэнергию, при улучшенном качестве светового потока. Для того чтобы согласовать энергию потребляемую светодиодной матрицей и переменным напряжением сети, в светильники встраивают импульсные преобразователи напряжения, которые из-за принципа своей работы, вносят много помех и шумов в питающую сеть, а так как в настоящее время к качеству электрической энергии в широком смысле этого понятия предъявляются более высокие требования, чем ранее, то проблема помехоэмисии источников питания светодиодных светильников (ИПСС) становится все более актуальной.

Предложена электрическая принципиальная схема ИПСС на основе непосредственного повышающего преобразователя, с двухобмоточным дросселем. Что позволяет улучшить качество светового потока, уменьшить ток преобразователя, так как светодиодная матрица соединена последовательно, повысить надежность светильника. Работа преобразователя осуществляется в прерывистом режиме тока дросселя, это позволяет снизить уровень помехоэмисии в среднем на 10 дБ в диапазоне частот свыше 1 МГц [1].

Основные разработки: имитационное моделирование [2], принципиальные схемы, методика снижения уровня электромагнитных помех, макеты различных структур ИПСС, а также результаты исследований на ЭМС разработанных ИПСС получены лично автором.

Полученные результаты натурального макетирования и имитационного моделирования позволяют рекомендовать производителям светодиодных светильников в качестве основы ИПСС использовать непосредственный повышающий преобразователь. Это позволит снизить затраты и массогабаритные показатели, которые возрастают при необходимости установки многозвенных фильтров электромагнитных помех.

Литература

1. **Низаметдинов К.В.** Исследование влияния режима работы преобразователя на уровень электромагнитных помех // Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. ТУСУР, 2012.
2. **Низаметдинов К.В.** Моделирование кондуктивной помехоэмисии устройств промышленной электроники // Всероссийская научная конференция молодых ученых. «Наука. Технологии. Инновации». НГТУ, 2012.

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Быстрое развитие науки и техники обуславливает появление новых электронных устройств, к которым предъявляются жесткие требования по качеству потребляемой ими электроэнергии. Качество потребляемой энергии определяется формой входного тока преобразователя, что обуславливает необходимость применения корректоров коэффициента мощности (ККМ) [1].

ККМ не может быстро отработать возмущение напряжения на нагрузке, могут возникать пульсации напряжения на шине постоянного тока. Подавление последних возможно при помощи увеличения емкости конденсатора, устанавливаемого между шинами постоянного напряжения. Однако для достижения низкого значения пульсаций эта емкость должна быть довольно большой.

В работе исследуется устройство, позволяющее уменьшить пульсации до требуемого значения при сравнительно небольшой емкости конденсатора на шинах постоянного тока за счет применения вспомогательного накопителя. Это устройство (Т1, Т2, D1, D2, L1, C2) является реверсивным преобразователем (рис. 1), обеспечивающим двухсторонний обмен энергии между основным накопителем С1 и вспомогательным С2. Снижение пульсаций на конденсаторе С1 достигается за счет чередования передачи энергии от С1 к С2 и от С2 к С1. Причем пульсации тока, протекающего между С1 и устройством должны компенсировать пульсации тока ККМ. В работе рассматривается модель устройства в системе MatLab Simulink. С помощью модели было проведено исследование силовой части устройства, его системы управления, динамические свойства полученной системы.

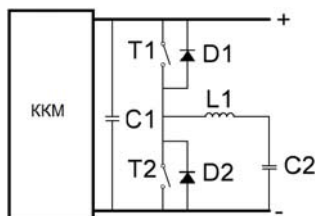


Рис. 1. Схема реверсивного преобразователя

Литература

1. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. Энергоатомиздат, 1992.

*И.А. Ошурков, асп.; рук-ли Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц.;
В.Д. Поляков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫМ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ

Повышение эффективности источников питания светодиодных светильников для мощности 150 Вт и более достигается за счет применения резонансного способа преобразования напряжения. В частности, применяют последовательный резонансный преобразователь, состоящий из *LLC*-инвертора и различных цепей выпрямления его выходного напряжения (неуправляемые диоды или синхронное выпрямление). Такой преобразователь обеспечивает мягкую коммутацию силовых ключей, что позволяет использовать более высокие рабочие частоты и повысить удельную плотность энергии преобразователя, снизив его габаритные показатели. Помимо этого обеспечивается низкая загрузка по току основных силовых элементов: полупроводниковых элементов, конденсаторов, трансформатора. Производители мощных источников питания для светодиодов применяют дополнительный каскад для стабилизации и регулировки тока. Без него ток светодиодов будет иметь значительные выбросы. А это приводит к ускоренной деградации и повышению вероятности выхода светодиодов из строя. Введение в схему резонансного преобразователя дополнительных диодов, ограничивающих напряжение на резонансном конденсаторе, переводит его в разряд квазирезонансных и позволяет кардинальным образом улучшить картину тока через светодиоды и отказаться от дополнительного каскада. Однако выбор способа управления далеко не очевиден и остается под вопросом. Квазирезонансный преобразователь позволяет осуществить регулирование тока светодиодов с помощью изменения рабочей частоты в двух областях частот: выше и ниже резонансной. Помимо этого существует малоизученная для данной схемы возможность управления током с помощью асинхронной широтно-импульсной модуляции на постоянной частоте. При этом сохраняется мягкое переключение силовых транзисторов и низкий уровень помех.

Представлена сравнительная оценка эффективности различных способов регулирования тока светодиодов. В качестве критериев выступают потери мощности в силовых элементах, а так же изменение статических и динамических характеристик в заданном диапазоне регулирования, изменения в форме тока светодиодов и его пульсации.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АКТИВНЫХ ИСТОЧНИКОВ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОТОКОВ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

Одним из наиболее эффективных методов управления потоками энергии в электрических сетях является применение высоковольтных источников реактивной мощности (ИРМ). Как правило, сильнее загружены более низковольтные линии, поэтому стоит задача создания перетока мощности в менее загруженную линию с большим напряжением [1].

Целью исследования являлось изучение возможности применения в качестве высоковольтных ИРМ Г-образного устройства (рис.1). Поперечная часть представляет из себя тиристорно-реакторную группу [2], тогда как последовательная часть является неуправляемым емкостным элементом, создающим отрицательную реактивную мощность. При моделировании необходимо было достичь уменьшения тока линии 220 кВ в 1,5—2 раза по сравнению с номинальным, учитывая при этом отношение тока параллельной части ИРМ к току линии, чтобы свести к минимуму утечку мощности при регулировании. Было установлено, что при принятом значении отношения токов 0,2—0,3 номиналы индуктивности ТРГ достигают значений в 40—60 Гн при бестрансформаторном подключении ТРГ к сети.

Таким образом, предлагаемая схема может быть применена для решения поставленной задачи, обладая при этом определенными преимуществами.

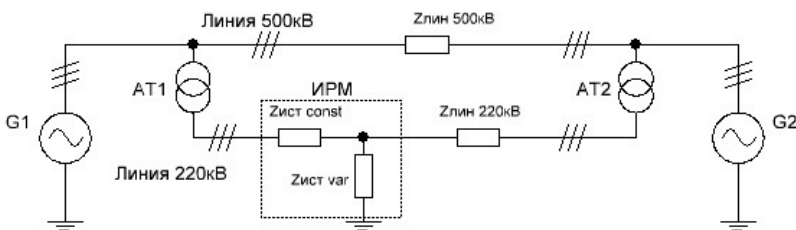


Рис. 1. Схема включения ИРМ в линию электропередач

Литература

1. Рыжов Ю.П. Дальние электропередачи сверхвысокого напряжения. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. 488 с.
2. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. М.: Издательский дом МЭИ, 2009.

*О.Н. Роговенко, курс.; рук. А.М. Межуев, к.т.н., доц.
(ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж)*

УСТРОЙСТВО ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА ПРИ ПОМОЩИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ

Современные устройства воспроизведения звуковой информации традиционно в качестве оконечного элемента содержат динамические головки [1]. В данной работе предлагается новое техническое решение, заключающееся в разработке устройства воспроизведения звука посредством формирования электрической дуги между двумя проводниками.

Актуальность разработки заключается в получении высоких энергетических характеристик работы оконечных каскадов звуковоспроизводящей аппаратуры, за счет высокого КПД работы схемы, а также высокого качества воспроизведения звука особенно на средних и высоких частотах с минимумом нелинейных искажений. Идея является оригинальной, поскольку представляет собой принципиально новый способ воспроизведения звука с использованием свойств электрической дуги.

Для его реализации используется эффект широтно-импульсной модуляции (ШИМ) несущего колебания формируемого задающим генератором. Принцип работы устройства заключается в следующем. Сигнал от источника с амплитудой порядка $\sim 0,2$ В поступает на усилитель звуковой частоты, где усиливается до 6 В и поступает на вход модулятора ШИМ. В модуляторе происходит изменение скважности импульсов несущего колебания по закону сигнала, поступающего от источника. Промодулированный сигнал поступает на предоконечный и оконечный транзисторные каскады модулятора, где происходит покаскадное увеличение мощности сигнала. Затем сигнал поступает на первичную обмотку высоковольтного трансформатора. Со вторичной обмотки трансформатора снимается напряжение амплитудой 18 кВ и максимальным током 10 мА. Высоковольтный сигнал подается на разрядники, где происходит поджиг дуги. За счет колебаний разогретого воздуха в пространстве возникновения дуги по закону модуляции осуществляется воспроизведение звука, исходящего из искры. Установка практически реализована автором в лаборатории кафедры с учетом теоретических консультаций научного руководителя.

Дальнейшая проработка идеи позволит добиться еще более высокого качества воспроизведения звука для чего необходимо проведение цикла испытаний имеющегося образца. В качестве перспектив использования устройства можно выделить: системы воспроизведения звука технического, рекламного, развлекательного и бытового назначения.

Литература

1. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: учебное пособие для вузов. М.: Академия, 2004.

*А.А. Рывкин, асп.; А.О. Шими́на, студ.; рук. Д.И. Панфи́лов,
д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА БАЗЕ DSP TMS320C6455

Показатели качества электроэнергии (ПКЭ) характеризуют отклонения напряжения и частоты, размах колебаний напряжений и частоты, коэффициент несинусоидальности формы кривой напряжения, коэффициент несимметрии напряжения основной частоты (ГОСТ 13109—97). Качество электрической энергии может меняться в зависимости от времени суток, погодных и климатических условий, изменения нагрузки энергосистемы, возникновение аварийных режимов в сети и т.д. Снижение качества электрической энергии может привести к заметным изменениям режимов работы потребителей электроэнергии и в результате уменьшению производительности рабочих механизмов, ухудшению качества продукции, сокращению срока службы электрооборудования, повышению вероятности аварий. Поэтому необходимо осуществлять мониторинг режимов работы сети, а также измерения ПКЭ, которые влияют на стоимость потребляемой электроэнергии. Создание и эксплуатация таких систем позволяет свести к минимуму денежные затраты потребителей электроэнергии и со стороны энергоснабжающей организации появляется возможность осуществления жесткого контроля потребленной электроэнергии.

В настоящем времени является актуальным вопрос создания универсального многофункционального устройства для измерения показателей качества электроэнергии. Современные измерительные устройства не учитывают новые стандарты (ГОСТ Р 54149—2010) для измерения ПКЭ, поэтому возникает необходимость создания новых алгоритмов и новых аппаратных средств ПКЭ на современной элементной базе.

Представлен вариант реализации многофункционального устройства измерения ПКЭ для воздушных линий 110 — 750 кВ на базе сигнального процессора TMS320C6455 фирмы Texas Instruments.

Разработанные алгоритмы позволили получить среднеквадратические значения токов и напряжений, а также значения частоты сети и глубины провалов фазных напряжений, усредненных на 3 с и 10 мин в режиме реального времени с точностью 0,5 %. В перспективе стоит задача измерения остальных ПКЭ, указанных в ГОСТ, а также повышение точности вычислений.

Р. Р. Сабиров, студ.; рук. Л. В. Ахметвалеева, к.п.н., доц.
(КГЭУ, г. Казань)

СОЗДАНИЕ УЧЕБНОЙ ПЛАТЫ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ВСТРОЕННЫХ МОДУЛЕЙ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ СЕРИИ *HC08*

Проектирование, программирование, создание сложных систем управления на основе микроконтроллера требует наличие большого опыта и значительного запаса практической работы с ними. Эффективность функционирования таких систем определяется оптимальным выбором компонентов, встроенных средств используемых микроконтроллеров, а также методов и способов их программирования.

Предлагаемая учебная плата представляет собой аппаратные средства поддержки для исследования режимов работы модулей базового универсального по своим возможностям микроконтроллера *MC68HC908GP32* фирмы *Motorola*. Плата предназначена для отображения результатов исследования и тестирования режимов работы встроенных модулей: процессора событий *TIM*, последовательной передачи данных *SPI* и *SCI*, аналого-цифрового преобразователя *ADC*. Она состоит из блока светодиодной индикации — линейки светоизлучающих диодов, многоразрядного семисегментного индикатора, блока переключения режимов [1].

Данная разработка является модернизацией аппаратных и программных средств отладочного комплекса по проектированию систем управления на микроконтроллере *MC68HC908GP32*, подключается через 14-контактный разъем стенда *Starter Kit* для связи с внешними устройствами. В состав решений, реализующих ввод-вывод информации, входит генератор тестовых воздействий, предназначенный для тестирования режимов работы модулей микроконтроллера [2].

Созданный отладочный комплекс применим как для формирования начальных навыков проектирования и программирования устройств управления, так и при разработке и исследовании более сложных встраиваемых систем на основе отладочных аппаратных платформ.

Литература

1. Крейдл Х., Куприс Г., Ремезевич Т.В., Панфилов Д.И. Работа с микроконтроллерами семейства *HC(S)08*: пособие для студентов технических вузов / под ред. Д.И. Панфилова. — М.: Издательство МЭИ, 2005.
2. Бородин В. Технологии и средства разработки встраиваемых систем на основе микроконтроллеров с архитектурой *ARM* / В. Бородин // *Chip New*. 2009. №1. С. 14 — 16.

*С.А. Самаринский, студ.; рук. А.И. Терехов, к.т.н., проф.
(ИГЭУ, г. Иваново)*

ЕМКОСТНЫЙ ДАТЧИК ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ЗАЗОРОВ

Емкостные датчики широко используются в измерительных и управляющих системах, таких как измерители уровня жидкости, давления, ускорения и т. п. Для измерения вибрации механических элементов, для стабилизации зазоров при обработке листового металла используется особая группа емкостных датчиков — измерители величины воздушных зазоров. В этом случае измеряемая емкость воздушного конденсатора, как правило, не превышает 50 пФ, требуемая точность составляет не хуже 0,1 пФ, а диапазон рабочих частот может достигать 1 кГц и выше.

В настоящее время для измерения малых емкостей широко применяются резонансный и мостовой метод [1]. Они обеспечивают требуемую точность, но мостовой метод является дорогостоящим, а резонансный контур пригоден для измерения емкостей, изменяющихся в малых пределах.

С учетом особенностей широко применяемых методов измерения малых емкостей [2], для измерения предложено использовать синхронный усилитель. В этом случае измеряемая емкость включается в состав дифференцирующего каскада, на вход которого подается переменный синусоидальный сигнал. Тогда на выходе каскада формируется синусоидальный сигнал, фаза и амплитуда которого зависят от измеряемой емкости. Этот сигнал поступает на вход синхронного усилителя. Если разность фазового сдвига опорного сигнала синхронного усилителя и фазового сдвига дифференциатора близка к 90°, то схема работает в линейном режиме, что существенно упрощает обработку сигнала, допуская тем самым дальнейшую его подачу на фильтр низких частот и аналого-цифровой преобразователь без каких-либо нелинейных преобразований.

Схема синхронного усилителя построена на ОУ и аналоговом умножителе, обеспечивающая измерение и детектирование на частоте 80 кГц, что позволяет измерять емкость от 100 до 102 пФ с разрешением лучше 0,05 пФ при величине шума 2,5 % выходного диапазона напряжений. Данные характеристики позволяют использовать предложенное схемотехническое решение в контуре стабилизации газового зазора между соплом режущей головки и листом при резке листового металла.

Литература

1. Holmerg P. IEEE Trans. Instrum. Meas. 44, 803. 1995.
2. Lin D. Y., Wu J. D., Chang Y. J., and Wu J. S. Practical and simple circuitry for the measurement of small capacitance. // Review of Scientific Instruments 78, 014703. 2007.

А.Н. Смирнов, асп.; рук. Д.И. Панфилов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО МОНИТОРИНГА ПРОЦЕССОВ В ВЛ

Определение места повреждения (ОМП) на воздушной линии (ВЛ) является одной из важнейших задач повышения надежности работы электрических сетей. Широко используемые на ВЛ 110—750 кВ устройства ОМП по параметрам аварийного режима не позволяют обеспечить погрешность измерения менее 5 % от длины линии. Волновые методы [1] не получили достаточного распространения из-за сложности и высокой стоимости средств связи, применявшихся для синхронизации устройств по концам линии и отсутствия надежного способа фиксации фронта волны, падающей от места повреждения.

Развитие спутниковых навигационных систем позволяет решить проблему синхронизации удаленных устройств. Функционирующие системы GPS и GLONASS позволяют достичь точности синхронизации до 100 нс. Развитие микроэлектроники предоставило возможность создавать микропроцессорные устройства, способные производить сложные и достаточно точные расчеты фронта волны.

Реализация разработанного метода определения фронта падающих волн при волновом методе двухсторонних измерений позволяет достичь точности определения места повреждения до 1 % от длины ВЛ.

Проведена работа по созданию аппаратно-программной платформы, осуществляющей синхронизированное измерение токов и напряжений с последующей цифровой обработкой сигналов и проведением цикла вычислений, позволяющего выполнять мониторинг состояния ВЛ.

Универсальность аппаратной платформы многофункционального устройства дает возможность помимо функции ОМП использовать функции измерения показателей качества электроэнергии, регистратора аварийных событий и векторного измерения напряжений и токов (PMU).

Литература

1. Шалыт Г.М. Определение мест повреждения в электрических сетях. М.: Энергоиздат, 1982.

КОРРЕКЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ РЕЗИСТИВНЫХ ДАТЧИКОВ ПРИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ

Аналого-цифровое преобразование сигналов с резистивных датчиков осуществляется схемой фактически ставшей стандартной [1].

Для температурной коррекции опорное сопротивление можно заменить на резистивный датчик $R_{до}$ и добавочный резистор $R_{доп}$ (рис. 1). Резистивный датчик $R_{до}$ имеет такой же температурный коэффициент и помещается в те же температурные условия, что и исследуемый датчик. Резистор $R_{доп}$ — добавочное сопротивление, равное $R_{доп} = 1,1\Delta R_{д\max}$, где $\Delta R_{д\max}$ — максимальное изменение сопротивления резистивного датчика. Резистор $R_{доп}$ помещается в нормальных температурных условиях. Его использование необходимо для обеспечения изменения сопротивления резистивного датчика не только вниз (как это было бы без его использования), но и вверх.

$$\frac{\Delta R}{R_d} = \frac{N + \alpha \cdot N}{N_{\max}} - 1, \quad (1)$$

где ΔR — приращение резистивного датчика R_d ; N — эффективная разрешающая способность АЦП, N_{\max} — максимальная разрешающая способность АЦП, $\alpha = 1 + \frac{R_{доп}}{R_d}$.

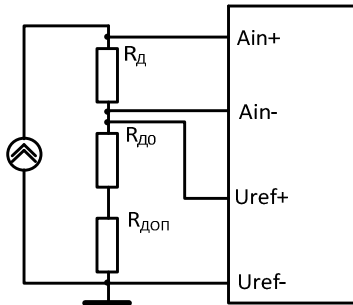


Рис. 1. Логометрическая схема измерения сопротивления резистивного датчика

Литература

1. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений. М.: Додэка-XXI, 2006.

П.В. Тузов, асп.; рук. Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕТОКАМИ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ НА ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ФАЗОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Регулятор для фазоворотного устройства (ФПУ) представляет собой сложную микропроцессорную систему, которая образует замкнутую обратную связь системы управления ФПУ. В докладе представлена разработка и реализация программно-аппаратного комплекса такого регулятора для физической модели ФПУ.

В настоящее время в ОКБ «ЭНИН» создана физическая модель ФПУ на 380 В. Модель состоит из силовой части (серийный трансформатор, шунтовой трансформатор, тиристорный преобразователь, имитаторы двух линий электропередачи) и системы управления (СУ) тиристорным преобразователем. Физическая модель ФПУ оснащена тремя трехфазными многофункциональными измерителями мощности DM2436AB, которые установлены перед ФПУ, на выходе ФПУ и в параллельной линии электропередачи. Они использованы в представляемом программно-аппаратном комплексе в качестве датчиков для алгоритма регулирования перетоков мощности. Измерители через интерфейс RS-232 передают информацию в программный комплекс, созданный с помощью пакета MATLAB, где после обработки этой информации получают входные параметры для регулятора. Алгоритм регулирования перетоков мощности в реальном времени реализован программно с помощью пакетов Simulink и Real Time Workshop. Результатом расчета является код номера ступени регулирования ФПУ, который через плату ввода-вывода PCI-1762 поступает на соответствующие входы реальной системы управления. СУ формирует управляющие сигналы для тиристорного преобразователя ФПУ. Таким образом, реализована система управления ФПУ с замкнутой обратной связью.

Алгоритмы регулирования позволяют организовать автоматическую стабилизацию передаваемой мощности или тока в линии. Регулятор может также программно настраиваться на другие режимы работы, например, ограничение передаваемой мощности или тока в линии. Программно-аппаратный комплекс предназначен для исследования различных алгоритмов регулирования перетоков энергии в энергосистеме, оснащенной ФПУ, и для отработки регулятора для опытно-промышленного образца ФПУ.

РАЗРАБОТКА СТРУКТУРЫ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ И ДИАГНОСТИКИ МОЩНОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ФАЗОПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Рассматривается система управления и диагностики высоковольтного тиристорного преобразователя в составе фазоповоротного устройства установленной мощностью 100 МВ·А. Представлена трехуровневая структура системы.

- Верхний уровень управления — блок регулирования, диагностики и общей автоматики, выполнен на основе программируемого промышленного контроллера.
- Средний уровень — логический блок управления высоковольтными ключами тиристорного преобразователя.
- Нижний уровень — 12 локальных блоков управления и диагностики. Число блоков равно числу мостовых тиристорных коммутаторов переменного тока в составе преобразователя.

Фазоповоротное устройство является оборудованием непрерывного действия, поэтому все технические устройства в его составе должны обладать высокой степенью отказоустойчивости. В этой связи особое внимание должно быть уделено логическому блоку, который формирует 48 дискретных сигналов управления высоковольтными двунаправленными тиристорными ключами. Алгоритмы управления ключами таковы, что выдача «лишних» сигналов управления приведет к опрокидыванию мостовых коммутаторов, которое, однако, является рабочим состоянием преобразователя. Напротив, «невыдача» пары сигналов включения для каждого мостового коммутатора вызовет перенапряжения и пробой высоковольтных ключей. Для снижения вероятности наступления последнего события предложены следующие решения.

1. Логический блок управления выполнен с двухкратным резервированием блока источника питания, блока контроллера и со специальным алгоритмом восстановления сигналов от датчиков напряжения и токов фаз преобразователя.
2. В каждом локальном блоке управления и диагностики реализована функция интеллектуального управления, при которой блок обнаруживает подобный отказ, самостоятельно формирует сигналы управления ключами для опрокидывания моста и «сообщает» об этом в промышленный контроллер верхнего уровня полевой сети.

*М.И. Федорова, М.А. Новиков, аспиранты;
рук. Т.В. Ремизевич, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)*

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТИРИСТОРНОГО КОММУТАТОРА В СОСТАВЕ МОЩНОГО ФАЗОПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Рассматривается высоковольтный тиристорный коммутатор в составе фазоповоротного устройства установленной мощностью 100 МВ·А. Топология коммутатора отлична от ранее используемых в электроэнергетике полупроводниковых преобразователей [1]. Каждая из трех фаз коммутатора содержит по четыре моста переменного тока, каждый мост состоит из четырех двунаправленных тиристорных ключей. Всего использовано 528 тириستоров Т193-2000. Разработана методика расчета показателей надежности вентильной группы коммутатора, которая учитывает следующие особенности режимов эксплуатации.

1. Циклический режим работы тиристорных ключей с длительными интервалами циклов.

2. Облегченный режим работы тириستоров в составе высоковольтного ключа в каждом из двух режимов работы. Ключ может длительно находиться в проводящем состоянии, но при этом к тиристорам прикладывается малое обратное напряжение, либо в непроводящем, когда к ключу прикладывается синусоидальное переменное напряжение, но при этом ток ключа равен току утечки.

На первом этапе применена методика определения реальной функции распределения интенсивности отказов тириستоров, апробированная для блоков БВПМ Выборгской подстанции [2]. На втором этапе учитывается суперпозиция проводящего и непроводящего режимов работы — циклический режим [3]. На третьем этапе для группы последовательно соединенных встречно-параллельно включенных тиристоров каждого ключа рассчитывается время наработки до первого отказа ключа с учетом резервирования.

Литература

1. **Фазоповоротные** устройства с тиристорным управлением / В.Н. Стельмаков, В.П. Жмуров, А.Н. Тарасов и др. // Энергетик. 2010. №8. С. 20—23.

2. **Оценка** состояния тиристоров Т273-1250 в блоках БВПМ 800/120 на Выборгской подстанции / Н.С. Лазарев, Ю.М. Локтаев, Р.А. Лытаев и др. // Известия НИИ постоянного тока. 2004. № 2(60).

3. **Диоды** и тиристоры в преобразовательных установках / М.И. Абрамович, В.М. Бабайлов, В.Е. Либер и др. М.: Энергоатомиздат, 1992. — 432 с.: ил.

СОЗДАНИЕ МАКРОМОДЕЛИ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ПРОГРАММЫ MICRO-CAP

Операционный усилитель (ОУ) является базовым активным компонентом низкочастотной аналоговой схемотехники, поэтому создание модели ОУ, достаточно точно отражающей свойства реального прибора особенно актуально. Широкое распространение получили модели ОУ, представленные в [1]. Эти модели имеют ряд упрощений, поэтому была создана макромодель на основе модели Чуа—Пен-Мин-Лина [2], более точно отражающая свойства реального ОУ (рис. 1).

В ходе разработки модели в нее были привнесены усовершенствования: добавлены отсекающие диоды для правильного моделирования поведения ОУ в режиме большого сигнала, добавлены источники тока, моделирующие потребление по цепям питания. Проверка различных параметров модели на примере ОУ $\mu A741$ показала совпадение с экспериментальными характеристиками. Преимуществами созданной макромодели являются лучшая расчетная сходимость и скорость расчета схем при моделировании устройств с ОУ как в линейном, так и в нелинейном режимах. Построенная схема оформлена в виде макромодели для программы Micro-Cap, в которую вводятся справочные параметры ОУ. Она может использоваться для моделирования широкого класса устройств на различных типах ОУ.

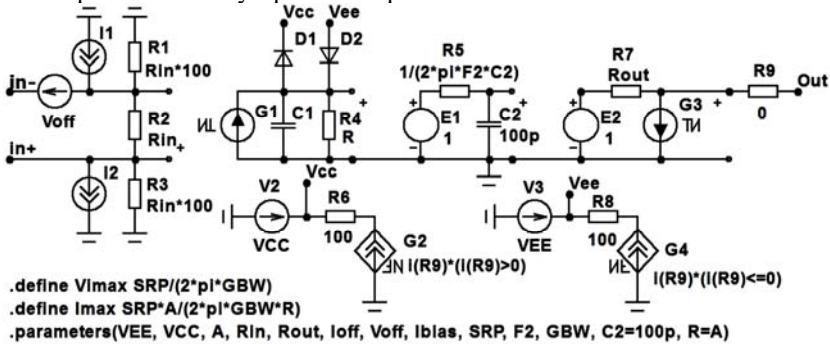


Рис. 1. Макромодель операционного усилителя для программы Micro-Cap

Литература

1. Амелина М.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8/ М.А. Амелина, С.А. Амелин. — М.: Горячая линия—Телеком, 2007. — 80 с.: ил.
2. Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы / Л.О. Чуа, Пен-Мин-Лин: пер. с англ. Е.С. Виленкина, В.Н. Елисеева, А.Д. Иванова, В.М. Питермана, Е.К. Сонина. — М.: Энергия, 1980. — 640 с.: ил.

ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — д.т.н., профессор А.М. Гуляев

Секретарь секции — к.т.н., доцент И.Б. Варлашов

Е.А. Антонова, асп.; рук. М.И. Горлов, д.т.н., проф. (ВГТУ, г. Воронеж)

ВЛИЯНИЕ РЕНТГЕНОВСКОГО ОБЛУЧЕНИЯ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковые диоды широко используются в современной радиоэлектронной аппаратуре для различных целей, в том числе в аппаратуре, которая при эксплуатации подвергается радиационному облучению. Из основ надежности полупроводниковых изделий (ППИ) известно, что надежность конкретных изделий определяется количеством содержащихся в них внутренних дефектов (дислокаций, неконтролируемых примесей и других точечных дефектов) [1]. При радиационном облучении ППИ одним из основных эффектов является накопление заряда на внутренних дефектах, что приводит к изменению электрических параметров, отражающих повышение концентрации дефектов, и в результате — к снижению надежности каждого изделия.

В данной работе приводятся результаты исследования влияния рентгеновского облучения на электрические параметры и низкочастотный шум полупроводниковых диодов типов КД521Г и 1N5817MIC. В экспериментах проводилось воздействие мягким рентгеновским облучением на установке УРС-55 с рентгеновской трубкой БСВ-2 (Cu) мощностью 0,5 Р/с в течение 5—6 ч (в течение 2 ч ($D = 3600$ Р) и 3 ч (общая доза составила 9000 Р) для импульсных диодов КД521Г и в течение 3 ч ($D = 5400$ Р) и еще в течение 3 ч (общая доза составила $D = 10800$ Р) для диодов Шоттки) с последующим измерением выходного среднеквадратичного напряжения низкочастотного шума $\bar{U}_{ш}^2$, которое проводилось методом прямого усиления [2] на частоте $f = 1000$ Гц при полосе частот $\Delta f = 200$ Гц с временем усреднения $\tau = 2$ с при прямом рабочем токе 10 мА через полупроводниковую структуру. Вычисляли коэффициент K , показывающий во сколько раз изменилось значение среднеквадратичного напряжения низкочастотного шума после итоговой дозы облучения относительно начального, по которому определяли потенциальную надежность приборов: диоды, имеющие максимальное значение K — №5, 8 (КД521Г) и №4 (1N5817MIC) можно

отнести к потенциально наименее надежным приборам, диод №2 из обеих партий, имеющий минимальное значение K , можно отнести к потенциально более надежным приборам.

Литература

1. **Чернышев А.А.** Основы надежности полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. М.: Радио и связь, 1988. — 256 с.
2. **Ван дер Зил А.** Шум — источники, описание, измерение: пер. с англ. / под ред. А. К. Нарышкина. М.: Советское радио, 1973. — 178 с.

*А.В. Бабич, соиск.; Т.В. Шилина, студ.;
рук. А.А. Шерченков, д.т.н., проф. (НИУ «МИЭТ»)*

ИССЛЕДОВАНИЕ КИНЕТИКИ КРИСТАЛЛИЗАЦИИ В ТОНКИХ ПЛЕНКАХ МАТЕРИАЛОВ СИСТЕМ GE-SB-TE-VI И GE-SB-TE-TI

В настоящее время повышенный интерес вызывают работы по созданию энергонезависимой фазовой памяти (PCM) на основе материалов системы Ge-Sb-Te. Процесс записи и стирания в PCM связан с фазовыми переходами. На некоторые свойства материала, в частности на кинетику фазового перехода, которая определяет быстродействие ячейки памяти, может повлиять легирование, например Ti и Vi. В связи с этим целью данной работы было исследование кинетики процесса кристаллизации в тонких пленках материалов систем Ge-Sb-Te-Vi и Ge-Sb-Te-Ti.

Измерения термических свойств проводились на дифференциальном сканирующем калориметре DSC-50 (Shimadzu) при разных скоростях нагрева. Для определения энергии активации (E_a) и оценки кинетики фазового перехода использовались изоконверсионные методы. Структура была исследована с помощью рентгенофазового анализа.

Введение небольших концентраций (<1 масс.%) Ti и Vi приводит к уменьшению температуры кристаллизации со 150 до 133 °C. При дальнейшем увеличении содержания примеси до 3 масс. % температура кристаллизации у материала с примесью Ti практически не изменяется, а для материала с Vi наблюдается ее увеличение до 176 °C. По результатам оценки энергии активации можно отметить ее радикальное различие при введении Vi и Ti. Небольшое (0,5 масс. %) введение Vi приводит к увеличению энергии активации (до 4 эВ) по сравнению с нелегированным материалом, при дальнейшем увеличении концентрации Vi происходит уменьшение E_a до значений нелегированного материала (2 эВ). Такие большие величины характерны для процессов, контролируемых диффузией. При добавлении Ti происходит существенное уменьшение значений энергии активации (до 0,2 эВ) по сравнению с нелегированным материалом. Кроме того, в отличие от составов с Ti, для составов с Vi можно выделить 2 участка с различными механизмами кристаллизации. Большая энергия активации может свидетельствовать о большей стабильности при хранении информации. В то время как низкая энергия активации может привести к увеличению скорости кристаллизации, что приведет к увеличению быстродействия ячейки.

Таким образом, легирование материалов системы Ge-Sb-Te примесями Vi и Ti способно существенно повлиять на кинетику кристаллизации, скорость записи, перезаписи и срок хранения информации при комнатной температуре в ячейках фазовой памяти.

А.Д. Баринов, К.А. Карапетян, И.С. Мощев, магистры;
рук. А.И. Попов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТИ НАНОКОМПОЗИТОВ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЙ- УГЛЕРОДНОЙ МАТРИЦЫ

Металлсодержащие алмазоподобные нанокompозитные пленки обладают широким спектром электропроводимости. Их структура позволяет вводить в материал металлы с содержанием до 50 ат. %, меняя, таким образом, концентрацию носителей заряда, а также механизм проводимости (от диэлектрической до металлической) с сохранением алмазоподобных механических и химических свойств.

Были проведены исследования поверхности аморфных пленок кремний-углеродной матрицы с наночастицами тантала методами сканирующей зондовой микроскопии СЗМ (атомно-силовой АСМ и сканирующей туннельной СТМ), а также растровой электронной микроскопии РЭМ с целью установления распределения металлической фазы по поверхности.

В результате исследования на сканирующем зондовом микроскопе NteGRA Prima (ОАО «НТ-МДТ», г. Зеленоград) методом АСМ (рис. 1) установлено, что поверхность пленок имеет среднюю волнистость порядка 1 нм; СТМ метод (рис. 2) в свою очередь показывает наличие образований высотой порядка 10 нм, что связано с изменением локальной эффективной работы выхода электронов с поверхности образца в связи с распределением металлической фазы в пленке. Наличие металлической фазы было определено путем измерения туннельных вольт-амперных характеристик.

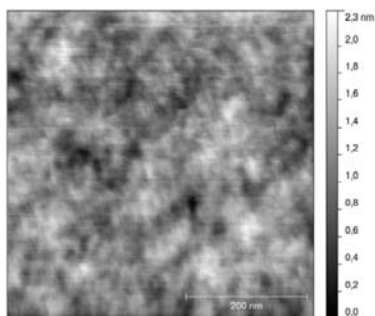


Рис. 1. АСМ-изображение поверхности

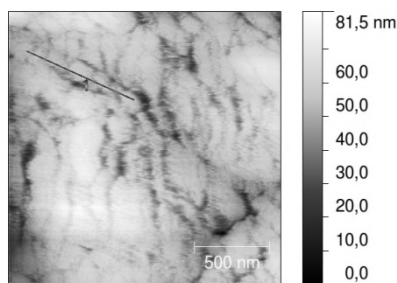


Рис. 2. СТМ-изображение поверхности

Авторы выражают благодарность М.Л. Шупегину за предоставленные образцы.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант 13-17-00173).

А.Д. Баринов, Б.Н. Мирошников, студенты; Х.С. Мохаммед, асп.
(НИУ «МЭИ», Университет Файюм);
рук. И.Н. Мирошникова, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И МОРФОЛОГИЯ ФОТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ СЛОЕВ НА ОСНОВЕ Pb-S-O

Исследование спектральных характеристик фоточувствительных слоев (ФЧС) проводилось на оборудовании ОАО «МЗ «Сапфир», морфологии и состава поверхности — на сканирующем электронном микроскопе в НИУ «МЭИ» (TescanVega).

Принято считать, что как в «физических», так и в «химических» слоях PbS межкристаллитные прослойки образованы соединениями типа $PbSO_4$ и $PbO \cdot PbSO_4$.

Цель данной работы — сопоставление спектральных характеристик и морфологии ФЧС на основе PbS, а также объяснение особенностей полученных результатов.

Выводы:

1. В мелких неокисленных кристаллитах (15—50 нм), получаемых при напылении без присутствия кислорода, время жизни носителей мало (единицы наносекунд), $\tau_p = \tau_n \ll t_{пр}$ — времени пролета носителей между контактами.

2. Внедрение кислорода (изоэлектронной примеси) приводит к нескольким эффектам: размер кристаллитов увеличивается, возрастает время жизни основных носителей (дырок), растет чувствительность ФЧС.

У химически осажденных структур фазы PbS изменяется ширина запрещенной зоны E_g материала — она увеличилась под влиянием кислорода, что приводит к сдвигу края поглощения в сторону малых длин волн (и к уменьшению значения чувствительности ФЧС), наличию нескольких максимумов; если слои перексиды, межкристаллитные прослойки становятся нетуннельно-проводящими, электроны накапливаются внутри кристаллитов, что также приводит к увеличению эффективной E_g PbS (эффект Мосса—Бурштейна). У физически осажденных структур процесс генерации определяется образованием носителей в объеме слоя, который близок по своим свойствам к монокристаллическому PbS. В связи с этим длинноволновый край спектральной характеристики соответствует E_g материала.

Работа проводилась при финансовой поддержке РФФИ (ГРАНТ № 12-07-00706а).

А.В. Дроздов, М.П. Иванова, студенты; А.С. Загородний, асп.;
рук. Г.Г. Гошин, д.ф.-м.н., проф. (ТУСУР, г. Томск)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SPICE-ПАРАМЕТРОВ

В настоящее время при разработке электронных устройств и компонентов широко распространено компьютерное моделирование. Немалую популярность и за рубежом и в России получил язык описания электрических схем SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) [1]. Для удобства моделирования большинство производителей электронных компонентов предоставляют необходимые SPICE модели или отдельные параметры для моделирования. Основная цель данной работы: определение SPICE-параметров путем экстракции их статических характеристик. Предлагаемый алгоритм в виде блок-схемы изображен на рис. 1. В качестве входных данных для экстракции необходим набор экспериментальных вольт-амперных характеристик (ВАХ).

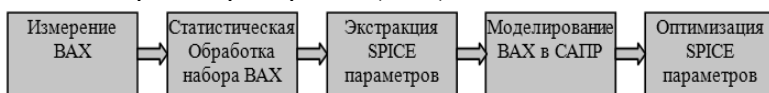


Рис. 1. Блок-схема алгоритма экстракции параметров

Процедура экстракции SPICE-параметров подробно приведена в [2]. На этапе статистической обработки ВАХ необходимо получить усредненную и граничные характеристики. Это необходимо для определения SPICE параметров с доверительными интервалами. При моделировании рекомендуется использование двух параллельно-встречно включенных диодов, каждый из которых описывает только одну ветвь ВАХ. На этапе моделирования происходит построение ВАХ на основе рассчитанных значений. Этап оптимизации позволяет уточнить значение отдельных параметров и уменьшить различие экспериментальных и расчетных зависимостей. Сравнение экспериментальных ВАХ с полученными в САПР приведено на рис. 2.

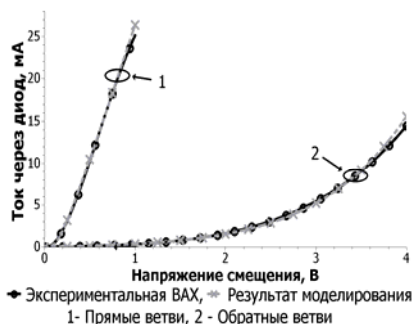


Рис. 2. ВАХ диода

Литература

1. Michael B. Steer. SPICE: User's guide and References. 2007. — P. 308.
2. Корчагин А.Ф. Разработка глобального метода экстракции статистических SPICE параметров микроэлектронных приборов на основе моделирования ВАХ: Дисс.... — Великий Новгород, 2006. — 170 с.

ДЕГРАДАЦИЯ ТРЕХКАСКАДНЫХ ФЭП НА ОСНОВЕ α -Si:H

Опыт эксплуатации фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) второго поколения на основе α -Si:H показал, что помимо низкой эффективности уязвимым местом преобразователей этого типа является невысокий срок службы, по сравнению с монокристаллическими ФЭП. Это объясняется тем, что деградация в элементах этого типа идет быстрее, и процессы, которые ее определяют, недостаточно изучены [1]. Цель работы заключалась в экспериментальной проверке возможной деградации ФЭП на основе α -Si:H.

Эксперимент был произведен в два этапа. На первом этапе были выполнены измерения темновых и световых ВАХ, используя которые были получены основные характеристики тестовых ФЭП. После чего, часть образцов была выставлена под естественное освещение. При этом часть образцов была помещена в непрозрачный короб и оставлена на хранение в тех же условиях, что и экспериментальные образцы. На втором этапе эксперимента были повторно измерены темновые и световые ВАХ, используя которые повторно были получены основные характеристики ФЭП. Эксперимент был проведен в течение

трех летних месяцев.

На рис. 1 приведена одна из гистограмм, полученных после обработки измеренных ВАХ ФЭП — гистограмма относительного изменения напряжения холостого хода за период испытаний, нормированная на начальное значение напряжения холостого хода. Результат указан в процентах.

Показано, что ток короткого замыкания снижается со временем и не зависит от облучения ФЭП естественным светом. Напряжение холостого хода имеет тенденцию к увеличению, при освещении

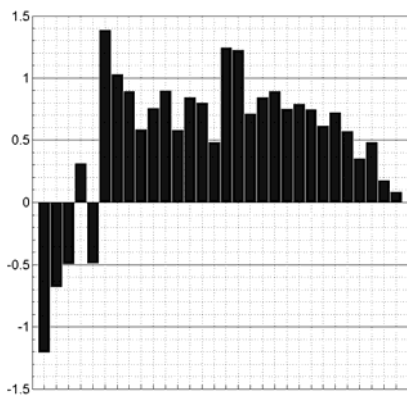


Рис. 1. Относительное изменение напряжения холостого хода

напряжение холостого хода, как видно из рис. 1, увеличивается. Пиковая мощность ФЭП имеет тенденцию к снижению, однако, освещение может дополнительно ускорить процесс. Какой-либо тенденции в изменении коэффициента заполнения, последовательного и шунтирующего сопротивлений в рамках данной работы не обнаружено.

Литература

1. Jeffrey Y., Subhendu G. Metastability of Amorphous Silicon // PV Module Reliability Workshop. Golden, CO. February 19. 2010.

М.Ю. Зинченко, студ.; рук. Т.Т. Мнацаканов, д.ф.-м.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛА ПОВЫШЕНИЯ ИНЖЕКТИРУЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ДИФфуЗИОННОГО P^+ - N -ПЕРЕХОДА

В мощных высоковольтных структурах основную часть потерь энергии составляют потери в проводящем состоянии, которые в основном определяются инжектирующими свойствами p - n -переходов структур. Поэтому выяснение предельной инжектирующей способности p^+ - n -перехода, определяемой влиянием нелинейных физических эффектов, позволит выяснить вклад каждого из этих эффектов и предложить оптимальную структуру эмиттерного слоя, способную реализовать предельно возможную инжектирующую способность перехода.

Целью настоящей работы, является поиск путей снижения тока насыщения эмиттера, что позволяет повысить инжекцию p^+ - n -перехода. Это приводит к лучшей модуляции носителями заряда базового n -слоя и, как следствие этого, к снижению потерь энергии в области больших плотностей тока. В рамках классического подхода, предложенного Херлетом [1], был проведен анализ инжектирующей способности резкого перехода с учетом полной совокупности нелинейных эффектов, определяющих перенос носителей заряда в эмиттерном слое. Проведенный расчет позволил показать, что эффективность инжекции p^+ - n -перехода является немонотонной функцией уровня легирования эмиттерного слоя. Последовательный учет совокупности физических эффектов высокого уровня инжекции позволил определить теоретический предел, до которого можно уменьшить величину тока насыщения резкого кремниевого p^+ - n -перехода.

На основе результатов аналитических исследований был разработан подход к оптимизации инжектирующей способности диффузионных переходов. Адекватность предложенного подхода была проверена с помощью расчетов, проведенных с помощью программы «ИССЛЕДОВАНИЕ» [2].

Литература

1. **Herlet A.** The forward characteristics of silicon power rectifiers at high current densities. *Solid State Electronics*, v. 11, p. 717-742, (1968).
2. **Mnatsakanov T.T., Rostovtsev I.L., Philatov N.I.** Investigation of the effect of nonlinear physical phenomena on charge carrier transport in semiconductor devices. 1987 *Solid-State Electron T.* 30. № 6. P. 579.

А.А. Казанков, А.С. Савалев, студенты; рук. О.А. Дулов, к.т.н., доц.
(УлГТУ, г. Ульяновск)

УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ШУМА IGBT ПРИБОРОВ

Биполярный транзистор с изолированным затвором IGBT — относительно новый тип ключевых полупроводниковых приборов, появившихся в промышленном производстве с середины 80-х годов.

Собственные шумы полупроводниковых приборов несут информацию об их характеристиках, однако в литературе отсутствуют сведения о шумах IGBT [1].

Для измерения собственного шума IGBT была разработана и изготовлена установка, структурная схема которой изображена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема установки для измерения параметров собственного шума

Установка позволяет измерить спектральную плотность низкочастотного шума IGBT в диапазоне частот 20 Гц — 100 кГц методами удвоения и непосредственной оценки при токе коллектора испытуемого прибора 0—1 А и напряжении коллектор — эмиттер 50 — 100 В [2].

Малошумящий усилитель выполнен по корреляционной схеме, что позволило на порядок снизить его шумы. Активными элементами усилителя выбраны операционные усилители типа ОР27, обладающие низким уровнем собственного шума в полосе 20 Гц — 120 кГц [3].

Установка предназначена для измерения очень слабых сигналов уровнем менее 1 мкВ, поэтому необходимо тщательно отнестись к экранировке и заземлению ее составных частей.

Литература

1. **Аронов В.Л.** Исследование и испытание полупроводниковых приборов / В.Л. Аронов, Я.А. Федотов. — М.: Высш. шк., 1975. — 325 с.
2. **Горлов М.И.** Измерение шумовых параметров полупроводниковых изделий / Н.И. Горлов, Д.Ю. Смирнов, Д.И. Ануфриев // Измерительная техника. 2006. — № 12. — С. 46—49.
3. **Дулов О.А.** Особенности расчета шумовых параметров современных биполярных транзисторов / О.А. Дулов // Методы и средства неразрушающего контроля качества компонентов РЭА: сб. науч. тр. — Ульяновск: УлПИ, 1987. — С. 38 — 43.

АНАЛИЗ СВОЙСТВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СОЕДИНЕНИЙ И ВЫБОР ГЕТЕРОПАР ДЛЯ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ТАНДЕМНЫХ СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Интенсивные исследовательские работы в области фотоэлектрических преобразователей солнечной энергии и автоматизации их производства привели к созданию интегрированных производственных мощностей, которые в рамках одной фирмы способны производить ежегодно солнечные панели мощностью до 2 ГВт в год при цене реализации, не превышающей 2 \$/Вт установочной мощности, КПД до 15 % и гарантийном сроке на панели до 20 лет. По-видимому, дальнейшее продвижение в области эффективности фотоэлектрического преобразования солнечной энергии связано как с поиском новых материалов, так и с созданием новых конструкций и технологий на базе многокаскадных солнечных элементов.

В данной работе рассмотрен большой класс известных полупроводниковых соединений с точки зрения возможности их применения в тандемных солнечных элементах. Кратко рассмотрена технология их изготовления и ее совместимость с точки зрения применения в каскадных элементах.

На основе анализа свойств отдельных материалов, подобран ряд пар для тандемных элементов, и для них построены энергетические диаграммы гетеропереходов и выполнены предварительные оценки эффективности (на рис. 1 показана одна из рассчитанных зависимостей). Кратко рассмотрена возможная технология их массового производства.

В работе рассмотрены некоторые новые принципы создания активных областей солнечных элементов, в частности, на основе расщепленных зон, наночастиц, плазмонов и др. В докладе приведены некоторые рекордные результаты по созданию эффективных солнечных элементов, перспективных для наземного применения, требующего создания солнечных панелей большой площади.

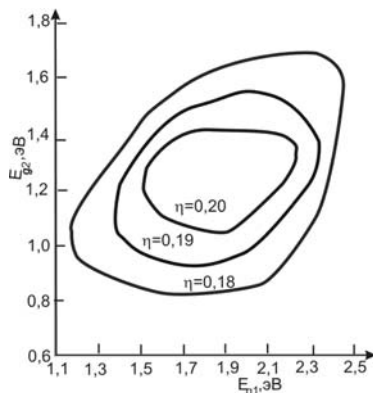


Рис. 1. Зависимость КПД тандемного солнечного элемента от ширины запрещенной зоны верхнего и нижнего элемента

ОСОБЕННОСТИ ОПТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ИОННОЛЕГИРОВАННЫХ СЛОЕВ CdS-O И ZnSe-O

Основные методы получения соединений A_2B_6 , широко используемых в оптоэлектронике, обеспечивают присутствие в них кислорода. При этом уровень легирования их кислородом обычно порядка 1 мол% ($\sim 10^{20} \text{ см}^{-3}$). При ионной имплантации возможно увеличить содержание в разы.

Нами проведено легирование кислородом методом ионной имплантации монокристаллов ZnSe до $2 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$ и CdS до $4 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$. В качестве подложек использовались монокристаллы с исходным содержанием кислорода $\sim 10^{19} \text{ см}^{-3}$, с разным типом дефектности и отклонением от стехиометрии. Изучены спектры ионно-легированных слоев в РЭМ по методике, обеспечивающей получение информации из объема.

В соответствии с теорией антипересекающихся зон (ВАС) кислород, как изоэлектронный акцептор влияет на усложнение зоны проводимости и с увеличением концентрации примеси резко уменьшает ширину запрещенной зоны. Ранее показано, что характер изменения мультизон кристаллов CdS-O и ZnSe-O при введении кислорода различен.

Из сравнения зонных диаграмм кристаллов ZnSe-O и CdS-O следует существенное различие положения уровня E_0 в зоне проводимости по отношению к E_C : 0,11 и 0,25 эВ соответственно. Это влияет на расстояние между H - и L -компонентами SA свечения ZnSe-O и CdS-O, которое при одной и той же $[O_S] = 2 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$ составит ~ 310 и 430 мэВ, а при уровнях легирования исследуемых образцов — 310 и 610 мэВ. В результате для CdS-O в отличие от ZnSe-O заполнение подзоны E_+ затруднено, и появление H -компоненты SA свечения при больших $[O_S]$ маловероятно.

Для ZnSe-O вследствие малого зазора между H и L полосы могут перекрываться. В спектрах микрокатодолюминесценции (МКЛ) их может превалировать H -полоса. При этом достигается разрешение компонент SA свечения. Однако на других участках того же ионно-легированного слоя ZnSe-O вместо двух компонент SA свечения возникает одна полоса ~ 480 нм, являющаяся суммарной при наложении H - и L -компонент. Полоса 480 нм и ранее отмечалась в МКЛ ZnSe-O, но не была идентифицирована.

Исследование экситонных спектров показало, что имеется разница между $[O]$, введенного ионной имплантацией, и выявленной по спектрам МКЛ. В CdS-O последняя занижена, в ZnSe-O — завышена. Если заниженные экспериментально определенной $[O_S]$ свидетельствует о том, что не весь кислород входит в узлы решетки CdS и частично может удаляться в виде SO_2 [2], то завышение, скорее всего, связано с возможностью образования оксида на поверхности ZnSe в отличие от CdS.

П.И. Лазаренко, асп.; рук. А.А. Шерченков, д.т.н., проф.
(НИУ МИЭТ, г. Зеленоград)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ТОНКИХ ПЛЕНОК МАТЕРИАЛОВ СИСТЕМЫ Ge-Sb-Te-In

Халькогенидные стеклообразные полупроводники сложного состава, в частности, $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ (GST225), интенсивно исследуются в последнее время, что связано с их успешным применением в устройствах энергонезависимой фазовой памяти (PCM). Принцип работы данных устройств основан на изменениях оптических и электрофизических свойств материала при обратимом фазовом переходе аморфное \leftrightarrow кристаллическое состояние вследствие оптического воздействия в CD, DVD и Blue-ray дисках или электрического воздействия в PRAM. В связи с этим, целью данной работы являлось исследование влияния нагрева и напряженности электрического поля на электропроводность тонких пленок системы Ge-Sb-Te-In .

При помощи двух электродной схемы на основе блока управления напряжением NI6008 и пикоамперметра KEITHLEY 6486 были измерены ВАХ и построены температурные зависимости удельного сопротивления планарных образцов тонких пленок $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$, модифицированного различной концентрацией In (0, 0,5, 1 и 3 масс.%). Толщины пленок составляли 60—80 нм и контролировались на атомно-силовом микроскопе.

Исследования тонких пленок системы Ge-Sb-Te-In выявило, что:

- введение In приводит к значительному увеличению температуры фазового перехода из аморфного состояния в кристаллическое ($140 — 160\text{ }^\circ\text{C}$ при 3 масс.% In) по сравнению с чистым GST225 ($132 — 142\text{ }^\circ\text{C}$), а также к увеличению удельного сопротивления в аморфном состоянии на порядок;

- с увеличением концентрации In в GST225 значение энергии активации (E_a) проводимости в аморфном состоянии возрастает с 0,28 (GST225) до 0,31 эВ (GST225+3 масс.% In), при этом для кристаллического состояния E_a остается практически неизменной и составляет $\sim 0,1$ эВ;

- увеличение напряженности приложенного электрического поля приводит к линейному уменьшению энергия активации проводимости в аморфном состоянии, что может быть связано с эффектом Пула-Френкеля, уменьшающим высоту потенциального барьера для проводимости по локализованным состояниям.

Введение модифицирующей добавки In позволяет существенно расширить диапазон характеристик материала GST225, что может быть использовано для повышения надежности работы PCM устройств.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (№ 16.552.11.7086), РФФИ (11-03-00269) и ФСР МП НТС (проект № 169867).

*И.С. Мощев, А.А. Ванин студенты;
рук. А.М. Гуляев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)*

СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОВЫХ СЕНСОРОВ, ПОМЕЩЕННЫХ В ПОТОК ГАЗА

Сконструирована установка для измерения сопротивления полупроводниковых газовых сенсоров, помещенных в поток газа (рис. 1). В рабочей камере установки могут размещаться одновременно до 12 сенсоров с различными аддитивами. Размещение сенсоров в потоке газа, в отличие от помещения их в резервуар с газом позволяет:

- а) лучше отследить динамику процесса адсорбции и десорбции газа;
- б) изучить реакцию сенсоров на сверхмалые концентрации детектируемого газа (величины порядка ррб);
- в) очищать камеру, продувая ее очищенным воздухом.

Герметичность проточной системы позволяет исключить влияние на сенсоры примесей, содержащихся в комнатном воздухе.

Для питания проточной системы используется генератор чистого воздуха «ГЧВ 1.2» «НПП ХИМПРОМЭЛЕКТРОНИКА», обеспечивающий выходную концентрацию углеводородов не более 0,1 ррт и водяных паров не более 10 ррт. Для создания поверочной смеси газов используется генератор газов ГДП — 102 ФГУП «АНАЛИТПРИБОР». Для регулировки скорости испарения реагента используется РРГ «МЕТА ХРОМ»

Основные задачи, решаемые в ходе работы: определение парциальных чувствительностей сенсоров с различными аддитивами, исследование динамики процессов адсорбции и десорбции газов, поиск сенсоров, неотравляемых основными исследуемыми газами (пары спиртов, ацетона, бензола).



Рис. 1. Блок-схема установки

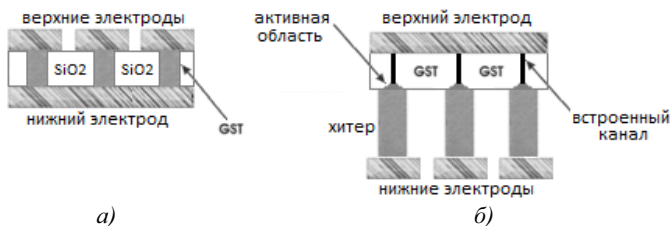
С.М. Сальников, асп.; Ю.В. Ануфриев, к.т.н.;
рук. А.И. Попов, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ПУТИ УМЕНЬШЕНИЯ АКТИВНОЙ ОБЛАСТИ В ЯЧЕЙКАХ ПАМЯТИ НА ФАЗОВЫХ ПЕРЕХОДАХ

Одним из перспективных направлений развития компьютерной памяти в настоящее время является энергонезависимая память на фазовых переходах PRAM (Phase-change Random Access Memory). В качестве материала активной области ячеек такой памяти используется халькогенидное соединение $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ (GST225) [1]. Размер активной области ячейки является существенным аспектом технологии изготовления памяти в силу зависимости от него эксплуатационных характеристик и надежности прибора, а также архитектуры устройства в целом.

В настоящей работе рассматриваются пути уменьшения размеров активной области: создание с помощью травления ионным пучком пор в пленке изолятора, нанесенной на нижний электрод, и последующие заполнения этих пор GST (рис. 1, а). Контролируя диаметр пучка и глубину травления можно добиться малого размера пор (диаметр менее 50 нм, высота — до 70 нм). В этом случае в процессе программирования изменение фазы происходит во всем объеме ячейки, что должно повысить надежность записи информации.

Уменьшение активной области возможно так же при реализации конструкции со «встроенным» каналом (рис. 1, б). В таком варианте пленка аморфного GST заранее формирует кристаллический проводящий канал. В процессе программирования происходит аморфизация малой области в основании канала, примыкающей к нижнему контакту-хитеру.



а) б)
Рис. 1. Варианты конструкций ячеек памяти:
а — с помощью «пор»; б — со встроенным каналом

Литература

1. Yamada N., Ohno E., Nishiuchi K., Akahira N., Takao M. // J. Appl. Phys., 69(5), 2849 (1991).

ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ ГАЗОВЫХ СЕНСОРОВ НА ОСНОВЕ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ДИОКСИДА ОЛОВА К РАЗЛИЧНЫМ РЕАГЕНТАМ И ИХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЮ

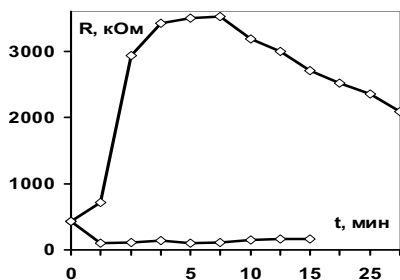


Рис. 1. Временные зависимости сопротивления сенсора при реакции с изопропиловым спиртом и диэтиловым эфиром

во временной зависимости показан на рис. 1 для сенсора с аддитивами Sb/W при рабочей температуре 370 °С. Число известных реагентов, вызывающих увеличение сопротивления мало и физика этого явления недостаточно изучена.

На этом же рисунке приводится временная зависимость сопротивления в процессе реакции для диэтилового эфира, в процессе которой сопротивление возрастает более чем в 8 раз. Физика этого явления может быть связана с высокой активностью этого реагента. (Температура воспламенения 160 °С.)

Вторым интересным аспектом является совместное воздействие различных реагентов. В табл. 1 приведены результаты исследования изопропилового спирта и ацетона. Существенным является факт аддитивности воздействия в случае малых доз (до 10 ppm) и проявление насыщения в зависимости в силу высокой чувствительности сенсора. Аналогичное явление наблюдалось и для сочетания изопропилового и этилового спиртов.

Вопросы избирательности газовых сенсоров на основе тонких нанокристаллических пленок SnO_{2-x} являются принципиально важными при применении их в устройствах типа «Электронный нос». Для большинства реагентов характерным является уменьшение сопротивления сенсора в результате восстанавливающей реакции реагента с ионами кислорода на поверхности пленок. Пример такого изменения

Таблица 1

Реагент	Сенсор 1	Сенсор 2
Относит. чувствительность %		
Изопр. сп. 8 ppm	27	17
Ацетон 8 ppm	23	19
Оба реагента	50	42
Изопр. сп. 3 ppm	71	66
Ацетон 3 ppm	47	40
Оба реагента	69	66

С.В. Чирков, М.А. Савко, И.С. Моцев, А.А. Ванин, студенты;
рук. А.М. Гуляев, д.т.н., проф. (НИУ «МЭИ»)

ОБ ОСОБЕННОСТЯХ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ГАЗОВЫХ СЕНСОРОВ НА ОСНОВЕ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК ДИОКСИДА ОЛОВА

Газовые сенсоры на основе тонких нанокристаллических пленок SnO_{2-x} являются одними из наиболее перспективных для использования их в устройствах типа «Электронный нос» благодаря высокой чувствительности и варьiruемой избирательности, что достигается введением в состав пленок специальных аддитивов и каталитических покрытий Pt или Pd.

Пленки получают реактивным магнетронным напылением. В качестве реагентов использовались этиловый и изопропиловый спирты, ацетон, бензол.

На рис. 1 представлены две типичные временные зависимости сопротивления двух сенсоров при рабочей температуре 380°C для изопропилового спирта (7,8 ppm) и ацетона (8 ppm).

Следует отметить две характерные особенности, наблюдающиеся при исследовании указанных сенсоров: 1) нестабильность начального сопротивления, которая заметно уменьшается после первого воздействия реагента и дисперсию в значениях сопротивления R_0 при последующих измерениях; 2) наличие двух типов поведения сопротивления при реакции с реагентами. Относительная чувствительность сенсоров к реагентами $(R_0 - R_{\text{мин}})/R_0$, где $R_{\text{мин}}$ минимальное сопротивление, которое достигается в процессе реакции.

Природа повышения сопротивления может быть связана последовательными изменениями энергетического рельефа поверхности поликристаллической пленки, а также с стабилизацией состава газовой фазы в колпаке и последующим становлением динамического равновесия взаимодействия в гетерогенных реакциях на поверхности пленки.

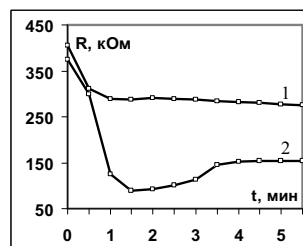


Рис. 1. Временная зависимость реакции сенсора: 1 — ацетон; 2 — изопропиловый спирт

Секция 14

БИОМЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель секции — к.т.н., доцент М.Н. Крамм

Секретарь секции — к.т.н., доцент Г.В. Жихарева

*О.А. Андреева, студ.; рук. В.Г. Карташев, д.т.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)*

ФОКУСИРОВКА УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ВОЛН ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ КРОВОТОКА

Одним из важных применений радиотехнических методов в медицине является измерение скорости кровотока посредством ультразвукового (УЗ) зондирования. Подробно изучив данный метод, мы сталкиваемся с необходимостью подбора оптимальных параметров прибора, позволяющих осуществить фокусировку на разной глубине зондирования [1].

Серьезной помехой измерению скорости кровотока является сигнал, отраженный от пульсирующих стенок кровеносных сосудов, который приблизительно на 40 дБ превышает уровень сигнала, отраженного от крови (полезный сигнал). Радикальным способом избавления от этой помехи является такая фокусировка луча, при которой основной сигнал приходился на место, где течет кровь, а на стенках сосуда была бы минимальная интенсивность поля. Тогда сигнал, отраженный от крови будет больше, чем сигнал, отраженный от стенок сосудов. Для улучшения качества фокусировки используется амплитудное взвешивание сигнала на апертуре излучающей антенны [2].

В рамках данной работы производится исследование фокусировки УЗ широкополосного сигнала с использованием окон (весовых функций Хэмминга и Кайзера) для глубины зондирования от 10 до 100 мм с использованием частоты сигнала от 1 до 15 МГц. Размеры апертуры и шаг антенной решетки подбираются таким образом, чтобы ширина пятна фокусировки была минимальной, а уровень боковых лепестков и побочных главных максимумов распределения сфокусированного поля не превышал уровня —40 дБ.

Результатом работы являются рекомендации по выбору рабочих частот и апертуры антенны с учетом особенностей затухания ультразвукового сигнала в биологических тканях.

Литература

1. Хилл К. Применение ультразвука в медицине: Физические основы. М.: Мир, 1989.
2. Лелюк В.Г., Лелюк С.Э. Ультразвуковая ангиология. М.: Реальное время, 2003.

ОТИМИЗАЦИЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СПЛИТ-СИГНАЛА

Данная работа посвящена оптимизации сплит-сигнала с ЛЧМ импульсами для измерения скорости кровотока ультразвуковыми диагностическими приборами [1], в которых излучение и прием сигнала осуществляется одним и тем же преобразователем [2].

В работе производится поиск такого сплит-сигнала с ЛЧМ импульсами, который бы позволил обеспечить высокую точность и разрешающую способность и по дальности, и по скорости.

Исследованы автокорреляционные свойства сплит-сигнала с ЛЧМ импульсами при различных законах чередования частот, различной девиации частоты и различном количестве импульсов, входящих в состав сигнала.

Исследованы взаимно-корреляционные свойства сплит-сигнала с ЛЧМ импульсами [3] с таким же сигналом, отраженным от движущегося объекта, при разных законах чередования частоты заполнения импульсов, различной девиации частоты и различном количестве импульсов входящих в состав сигнала.

Также в данной работе применен метод оптимизации авто- и взаимно-корреляционных свойств сплит-сигнала: амплитудное взвешивание отдельных импульсов и сигнала в целом.

Оптимизация автокорреляционной функции осуществляется за счет подбора соответствующей формы энергетического спектра сплит-сигнала с ЛЧМ импульсами. Оптимизация взаимно-корреляционной функции осуществляется путем анализа автокорреляционной функции отдельных импульсов [4].

Сплит-сигнал с ЛЧМ импульсами по своим характеристикам значительно превосходит обычный сплит-сигнал, и поэтому рекомендовано использовать этот сигнал для измерения скорости кровотока.

Литература

1. **Карташев В.Г., Сучков С.Л.** Применение сплит-сигнала для селекции движущихся объектов // Радиотехнические тетради. 2010. № 43.
2. **Применение** ультразвука в медицине. Физические основы / под ред. К. Хилла: пер. с англ. М.: Мир, 1989.
3. **Сучков С.Л.** Корреляционные свойства сплит-сигнала // Вестник МЭИ. 2011. № 2.
4. **Максфилд Б.** Mathcad в инженерных расчетах: пер. с англ. СПб.: КОРОНА-Век; Киев: МК-Пресс, 2010.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЧИ НА ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММУ ЧЕЛОВЕКА

В настоящее время существует проблема общения людей в зонах с высоким уровнем акустического шума. При слуховом пороге в единицы дБ уровень шума на заводах, подводных лодках и даже при взлете самолетов на расстоянии 25 м могут достигать 140 дБ. Звуки с уровнем порядка 150 дБ при любой частоте немедленно приводят к повреждению слуха [1]. Для защиты органов слуха, а также для облегчения переговоров используются специальные приспособления с шумопоглотителем и приемопередатчиками речи, однако нередко возникают ситуации, когда из-за шумов практически невозможно разобрать речь собеседника.

Для решения данной проблемы предлагается использовать возможности электроэнцефалографии. Для этого необходимо понять, в каких отделах мозга формируется сигнал, который передается на голосовой аппарат человека. Человеческая речь, в отличие от многих других функций, локализована только в одном из полушарий головного мозга. У «правшей» и «левшей» встречаются различия, но более чем в 80 % случаев за речь отвечает левое полушарие. За воспроизведение речи отвечает небольшая область в лобной доле левого полушария — зона Борка [2]. Именно сигналы этой зоны изучались в настоящей работе.

В работе проведен ряд экспериментов: записаны электроэнцефалограммы (ЭЭГ) 10 испытуемых в состоянии покоя, а так же при произнесении отдельных звуков. Данные записи подвергнуты спектральному и автокорреляционному анализам с целью выявления их особенностей при работе речевого аппарата. Для записи использовался портативный аппарат «Нейровизор БММ» с 24 каналами. Однако основной отдел мозга, участвующий в управлении голосовым аппаратом, заключен в лобной доле левого полушария, которая располагается под отведениями F7, F3, T3. Поэтому последующей обработке подверглись именно эти отведения.

Из анализа полученных результатов следует, что спектры ЭЭГ-сигналов при работе речевого аппарата занимают более узкую полосу частот (до 30 Гц) и, как следствие, обладают более широкой автокорреляционной функцией, чем ЭЭГ-сигналы в состоянии покоя. В дальнейшем планируется фильтрация ЭЭГ отведений F7, F3 и T3 с целью выделения сигналов, управляющих речевым аппаратом, для последующего анализа.

Литература

1. Тэйлор Р. Шум. М.: Мир, 1978.
2. Блум Ф., Лейзерсон А. Мозг, разум, поведение. М.: Мир, 1988.

ИНТЕГРАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ЧЕЛОВЕКА

Исследование посвящено разработке метода интегральной оценки функционального состояния человека на базе анализа фрактальных параметров радиолокационного сигнала, отраженного от биообъекта.

Актуальность исследований подтверждается многочисленными публикациями по направлению фрактальной оценки функциональных состояний человека, что позволяет применить новые методы на базе теории нелинейно-динамических процессов.

В качестве рассмотренных в работе физиологических параметров использовались ритм сердца и траектория движения центра тяжести (ЦТ). Так как эти сигналы являются квазихаотическими, то для их исследования были применены методы фрактального анализа. С помощью радиолокационного измерительного комплекса в ходе работы были получены экспериментальные данные, на основе которых проведена оценка функционального состояния испытуемых [1].

Измерение сигналов проходило в двух состояниях испытуемых: в свободной стойке без нагрузки и при выполнении теста Ромберга. Тест Ромберга является информативным показателем в оценке функционального состояния ЦНС и нервно-мышечного аппарата.

В качестве фрактальных параметров были использованы следующие: фрактальный индекс β , корреляционная размерность, аттракторы ритмограммы сердца и траектории ЦТ. Указанные фрактальные параметры в спокойном состоянии испытуемых и в состоянии нагрузки существенно отличались друг от друга. Различие этих параметров может служить диагностическим признаком, что использовано при разработке метода интегральной оценки. В методе использован фрактальный параметр β , полученный по аппроксимации спектра ритмограммы и спектра флуктуации ЦТ степенной функцией вида $1/f^{(\beta)}$ [2]. На фазовой плоскости, в осях координат $\beta_{ЦТ}$ и $\beta_{РС}$, были определены концентрические области, образованные значениями коэффициентов β , центрированными относительно оптимального значения при $\beta = 1$, которое соответствует устойчивости самоорганизации организма, называемой нормой.

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. **Музалевская Н.И., Каменская В.Г.** Оценка адаптационного ресурса и состояния здоровья старшеклассников методом нелинейной стохастической кардиоинтервалометрии // Физиология человека. 2007. Т. 33. № 2.

Э. Афшар, асп.; рук-ли М.Н. Крамм, к.т.н., доц.,
Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

АЛГОРИТМЫ ОТБРАКОВКИ НЕТИПИЧНЫХ КАРДИОКОМПЛЕКСОВ И ИХ ПОСЛЕДУЮЩЕГО НАКОПЛЕНИЯ

Для повышения информативности ЭКГ обследований возникает необходимость разработки и внедрения алгоритмов обработки сигналов ЭКГ с целью получения более полной информации об электрической активности сердца, включая пространственно-временные характеристики низкоамплитудных (НА) высокочастотных (ВЧ) составляющих электрической деятельности генератора сердца.

С появлением метода ЭКГ высокого разрешения, с помощью усреднения сигнала, стало возможным неинвазивное выделение сигналов, названных поздними потенциалами желудочков (ППЖ). ППЖ регистрируются с поверхности тела в виде НА ВЧ электрической активности, локализованной в конце комплекса *QRS* и на протяжении сегмента *ST* [1].

Для выделения таких НА ВЧ составляющих кардиосигнала нами используются синтезируемые цифровые фильтры высоких и нижних частот, а также режекторные фильтры. Некоторая часть кардиосигнала под влиянием различных факторов может записаться с искажениями. Эти так называемые «нетипичные» кардиокомплексы при накоплении сглаживают ВЧ НА составляющие кардиосигнала. Отбраковка нетипичных кардиокомплексов происходит по их взаимокорреляции. Таким образом, на выходе фильтров каждый комплекс подвергается функции взаимной корреляции (ВКФ) со всеми остальными кардиокомплексами, и значение максимума ВКФ фиксируется. Далее по заданному пороговому значению происходит отбраковка, и все прошедшие отбраковку кардиокомплексы, с учетом соответствующего сдвига при максимуме ВКФ, накапливаются. Пороговое значение для максимумов ВКФ следует выбрать в интервале [0,980, 0,995] [1]; при этом процент отброшенных кардиокомплексов составит от 5 до 20 %.

Задачей дальнейших исследований является анализ микроструктуры процессов деполяризации сердечной мышцы, а также реконструкция координат и вектора момента эквивалентного токового источника миокарда по предварительно обработанным сигналам грудных ЭКГ отведений.

Литература

1. **Новые** методы электрокардиографии / под ред. С.В. Грачева, Г.Г. Иванова, А.Л. Сыркина. М.: Техносфера, 2007.

*Д.А. Балакин, асп.; рук. В.В. Штыков, к.т.н., проф.
(НИУ «МЭИ»)*

ОБРАБОТКА СОБСТВЕННОГО АКУСТИЧЕСКОГО ШУМА СЕРДЦА С ПОМОЩЬЮ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Метод, заключающийся в выслушивании естественных звуков организма, называется аускультацией. Для аускультации сердца применяется спектральный анализ, который позволяет установить связь изменений спектральных характеристик шумов сердца с патологическими изменениями в нем.

Спектральный анализ дает информацию о частоте, но не дает информацию о локализации частоты в пространстве (или во времени). Поэтому Фурье-анализ хорош для анализа стационарных процессов [1]. Собственный акустический сигнал сердца не стационарен. Он обладает основными низкочастотными характеристиками — тонами и высокочастотными характеристиками — шумами, появляющимися при различных заболеваниях [2]. С помощью вейвлет-преобразования можно осуществить анализ и синтез локальной особенности акустического сигнала [3]. По этой причине применение вейвлет-преобразования для обработки звуковых сигналов от сердца является перспективным направлением исследований.

В докладе излагаются результаты анализа акустических шумов сердца, которые были получены с использованием пакета MATLAB. В качестве входной информации использовался акустический сигнал, полученный от пациента. Сигнал регистрируется и обрабатывается специально разработанным программно-аппаратным комплексом [4]. Кроме того, для анализа различных патологий использовались записи, взятые из специальной базы данных, а именно: о дефекте межжелудочковой перегородки и аортальном стенозе. Из исследуемых сигналов стало видно, что сигналы с патологией содержат дополнительные частотные компоненты, отсутствующие в нормальном сигнале и проявляются в определенные моменты времени. Данный метод обработки может быть использован для определения типа патологии, оценки текущей стадии заболевания, мониторинга изменения состояния пациента в течение всего хода лечения.

Литература

1. Терехов С.А. Вейвлеты и нейронные сети. М.: МИФИ, 2002.
2. Алмазов В.А., Салимьянова А.Г., Шляхто Е.В., Кдаусс Г. Аускультация сердца. СПб.: Издательство СПбГМУ, 1996.
3. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
4. Балакин Д.А. Цифровой стетоскоп // Биомедицинская радиоэлектроника. 2012. № 9. С. 58—62.

А.Г. Горшков, Д.В. Леонов, студенты; рук-ли В.Л. Скачков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»); В.А. Фин, с.н.с., к.т.н. (НИИТП)

РАЗРАБОТКА ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ ДЛЯ УЛЬТРАЗВУКОВОГО МЕДИЦИНСКОГО ДИАГНОСТИЧЕСКОГО УСТРОЙСТВА

Современные ультразвуковые медицинские диагностические устройства (УЗМДУ) — очень сложные, наукоемкие аппаратно-программные комплексы. Это в первую очередь относится к аппаратам экспертного класса. С экономической точки зрения, чтобы быть конкурентоспособным, разрабатываемое УЗМДУ по своим функциональным возможностям, медико-техническим и эксплуатационным параметрам должно превосходить аналоги, а по цене должно быть дешевле. Настоящий доклад посвящен разработке приемопередающего модуля (ППМ) для УЗМДУ нового поколения на современной элементной базе [1].

Рассматриваются структурная и функциональная схемы УЗМДУ в целом и его ППМ [2, 3]. Как следствие высокого уровня развития микроэлектроники, на современном рынке существует довольно обширный выбор электронных компонентов, обладающих необходимыми характеристиками для реализации высококачественного ППМ для УЗМДУ.

Производится выбор оптимальной элементной базы на основании исходных требований к ППМ, основными из которых являются: число приемопередающих каналов, амплитуда выходных импульсов, рабочая частота, максимальное общее усиление, полоса пропускания приемного тракта, результирующий уровень входного шумового напряжения и пр. Приводится описание выбранной элементной базы и компоновка элементов на печатной плате для ППМ, имеющего 128 каналов.

Особое внимание уделяется получению высокого уровня общего усиления эхо-сигнала, что является важным моментом для УЗМДУ экспертного класса. С целью достижения в конечном устройстве необходимого уровня сигнала в цепь приема устанавливается дополнительный малошумящий подстраиваемый усилитель, производятся необходимые расчеты шумовых характеристик.

Литература

1. **MedicalApplicationsGuide** 2010. <http://www.ti.com>.
2. **Full Signal Path Solution for Portable Ultrasound Systems**. <http://www.national.com>.
3. **How Ultrasound System Considerations Influence Front-End Component Choice**. <http://www.analog.com>.

А.Ю. Гурьянов, студ., Д.Е. Григорьев, асп.; рук-ли А.П. Брюховецкий, к.ф.-м.н., доц., В.В. Крутских, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ И ВРЕМЕННЫХ ИЗМЕНЕНИЙ В МОЛЕКУЛЯРНЫХ ОБЪЕКТАХ И ПАТОЛОГИЙ В БИОЛОГИЧЕСКИХ ТКАНЯХ МЕТОДАМИ ДИСТАНЦИОННОЙ ЛАЗЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ

В исследованиях биологических объектов методами лазерной диагностики прослеживается ярко выраженная тенденция интеграции знаний из различных областей науки — физики, математики, биологии. Применение лазерного излучения для решения проблем диагностики имеет ряд несомненных преимуществ: возможность получения информации об объекте исследования бесконтактным способом и значительный прирост скорости получения данных об исследуемом объекте. Спектроскопическая лазерная диагностика является одним из перспективных способов количественной и качественной оценки, обнаружения и идентификации различных объектов органического происхождения.

Стенд лазерной диагностики представляет собой трехканальную информационно-измерительную систему, базирующуюся на методах лазерно-индуцированной флуоресценции (ЛИФ) и комбинационного рассеяния (КР) [1]. Каждый канал этой системы осуществляет измерение и регистрацию параметров отклика объекта исследования на лазерное возбуждение. Информация, полученная в трех независимых каналах, обрабатывается с помощью соответствующего программного обеспечения (ПО).

Реализованное в проекте ПО осуществляет регистрацию спектров КР и ЛИФ, а также регистрирует время жизни молекул исследуемого вещества. Затем из полученных данных извлекаются характеристические параметры, которые используются для формирования частотно-временного портрета исследуемого объекта. Это позволяет проводить анализ исследуемого образца путем сравнения сформированного частотно-временного портрета с эталонным, который получен в лабораторных условиях и занесен в базу данных.

В докладе рассмотрены результаты изучения качественных и временных изменений в биологических тканях, полученные с использованием стенда лазерной диагностики.

Литература

1. Брюховецкий А.П., Бугаев Ю.Н., Суетенко А.В. Формирование пространства признаков для решения задачи дистанционного распознавания образов молекулярных объектов // Тез. трудов 17 МНК. Новороссийск, 2009.

МОДЕЛЬ ТОРСА ЧЕЛОВЕКА В ВИДЕ ПРОВОДЯЩЕГО ЦИЛИНДРА И ТОКОВОГО ДИПОЛЯ

Для повышения информативности электрокардиографических обследований решается задача реконструкции параметров эквивалентного дипольного токового источника миокарда по известным потенциалам на поверхности грудной клетки.

Известен алгоритм реконструкции, где в качестве модели торса человека используется проводящий круговой цилиндр конечной длины, окруженный воздухом [1]. Необходимо знать, насколько точны теоретические формулы, описывающие распределения потенциалов на поверхности цилиндра, для данной модели.

Для этого были созданы физические модели цилиндра и диполя; разработана методика проведения эксперимента по регистрации зависимостей потенциалов на поверхности цилиндра; произведено сравнение теоретических зависимостей с зависимостями, полученными экспериментально (рис. 1).

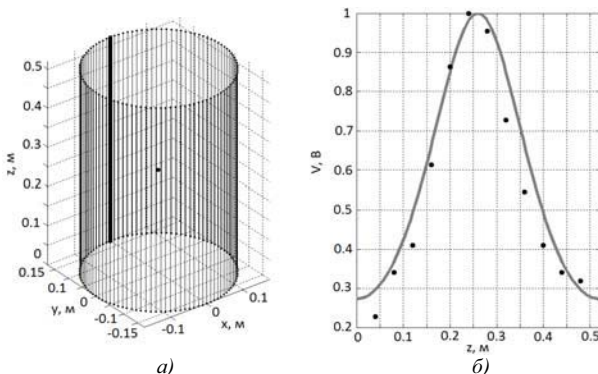


Рис. 1. Линия наблюдения потенциала ($z = \text{Var}$; $x = 0$; $y = 0.175 \text{ м}$) на поверхности цилиндра и положение r -диполя ($z = 0,26 \text{ м}$; $x = 0$; $y = 0$) (а). Теоретическое и экспериментальное распределения потенциалов вдоль линии наблюдения (б)

Средняя погрешность расхождения составляет 15 %, что говорит о хорошем соответствии кривых друг другу.

Литература

1. Стрелков Н.О., Винокуров Д.С., Крамм М.Н. Методика реконструкции параметров токового диполя сердца на модели торса человека в виде кругового цилиндра // Медико-экологические информационные технологии — 2011: сборник материалов XIV Междунар. научн.-техн. конф. Юго-Зап. гос. ун-т. — Курск, 2011.

АЛГОРИТМ РЕКОНСТРУКЦИИ МУЛЬТИПОЛЬНОГО ИСТОЧНИКА ПОТЕНЦИАЛОВ СЕРДЦА ПО СИГНАЛАМ ЭЛЕКТРОДНЫХ ОТВЕДЕНИЙ

Перспективное направление в неинвазивной электрофизиологии сердца связано с методами, основанными на решении обратной задачи электрокардиографии, т.е. методами реконструкции эквивалентных токовых источников сердца по данным синхронной многоканальной регистрации потенциалов ЭКГ на поверхности грудной клетки.

Ранее реконструкция эквивалентного токового источника проводилась на участке *R*-пика [1]. В данной работе реконструкция дипольного и квадрупольного источников [2] проводится по длине всего кардиоцикла, для того чтобы оценить насколько существенный вклад вносит квадрупольная добавка на различных этапах сокращения сердца.

Реконструкция квадрупольного источника потенциалов сердца проводилась нами по следующему алгоритму. На первом этапе реконструкции восстанавливаются координаты и три компоненты диполя. На следующем этапе реконструируется квадруполь (три координаты и 5 компонент) так, чтобы минимизировать остаток между потенциалами сердца и потенциалами, создаваемыми найденным дипольным источником. На участках с низким уровнем потенциала реконструкция не производится, а мультипольные компоненты и координаты приравниваются к нулевым значениям. На рис.1 видно, что на участке *ST*-сегмента добавление квадрупольной составляющей существенно уменьшает ошибку. На участках *P*- и *R*-пиков значение ошибки реконструкции также уменьшается.

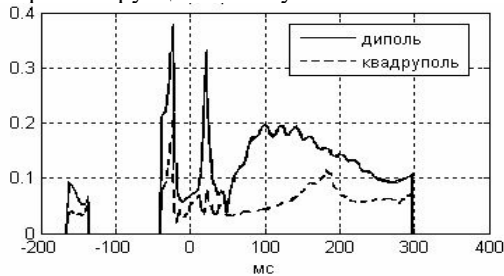


Рис. 1. График нормированной ошибки диполя и квадруполя

Литература

1. Винокуров Д.С., Крамм М.Н., Лебедев В.В., Попов Ю.Б. Реконструкция токового источника в области миокарда // Медицинская техника. 2008. № 4.
2. Титомир Л.И., Трунов В.Г., Айду Э.А.И. Неинвазивная электрокардио-топография. М.: Наука, 2003.

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ПОТЕНЦИАЛА, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Оценить электрическое состояние клеток сердца можно по потенциалам либо снятым с поверхности сердца (инвазивный способ), либо рассчитанным на основе потенциалов, измеренных на грудной клетке пациента (неинвазивная методика) [1]. Второй способ предпочтительнее, особенно для предварительной диагностики заболеваний.

Потенциал в точке наблюдения $u(M)$ определяется формулой Грина [2]:

$$2\pi u(M) = \int_{S_H} g(P) \frac{1}{R(M,P)} dS - \int_{S_H} u(P) \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{R(M,P)} \right) dS, \quad (1)$$

где P — точка интегрирования на поверхности сердца S_H ; $R(M, P)$ — расстояние между точками M и P ; n — вектор нормали к S_H в точке P ; g — нормальная производная потенциала в точке P ; dS — дифференциальный элемент поверхности.

Задав граничные элементы и перейдя от интегрирования к суммированию в (1), получим алгебраическое уравнение. Ошибка аппроксимации потенциала зависит от способа разбиения поверхностей на граничные элементы, выбора весов для каждого граничного элемента. В работе было оценено, как изменится относительная погрешность аппроксимации потенциала на сердце δ_H и торсе δ_B при изменении количества граничных элементов на сердце при разных видах распределений потенциалов на поверхности сердца. В качестве модельного источника, создающего поверхностные потенциалы, рассматривался диполь, расположенный в различных точках внутри сферы S_H . При сдвиге диполя на расстояние равное по модулю четверти радиуса сферы δ_H, δ_B изменятся на величину 0,5—2 % по сравнению с положением диполя в центре сферы. Причем погрешности тем меньше, чем более подробное разбиение сферы по углу θ (отсчитывается от оси цилиндра), а подробность разбиения по углу φ (в плоскости, перпендикулярной оси цилиндра) влияет слабо.

Литература

1. Титомир Л.И., Трунов В.Г., Айду Э.А.И. Неинвазивная электрокардиотопография. М.: Наука, 2003.
2. Бреббия К. Методы граничных элементов. М.: Мир, 1987.

СЕГМЕНТАЦИЯ ЭЭГ-СИГНАЛА С ПОМОЩЬЮ АВТОРЕГРЕССИОННОЙ МОДЕЛИ

Настоящая работа посвящена разработке алгоритма выделения квазистационарных участков электроэнцефалографических (ЭЭГ) сигналов с помощью авторегрессионного анализа. В рамках авторегрессионной модели очередной отсчет ЭЭГ-сигнала может быть вычислен с некоторой погрешностью как сумма нескольких предыдущих отсчетов, взятых с определенными коэффициентами. Для компьютерного анализа сжатие ЭЭГ, по возможности без потери диагностической информации, является чрезвычайно важным обстоятельством, поскольку уменьшает объем обрабатываемых данных и дает возможность быстро классифицировать электроэнцефалограммы [1, 2].

Алгоритм реализован в математическом пакете MatLab и апробирован на моделированных и реальных ЭЭГ-сигналах. В качестве модели ЭЭГ-сигнала используется случайный гауссовский процесс с нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией, прошедший через линейный частотно-избирательный фильтр [3]. Реальные сигналы были сняты с помощью электроэнцефалографа Нейровизор-БММ. Сигналы с патологиями взяты из крупнейшей электронной базы биосигналов PhysioNet. На рис. 1 представлены фрагменты исследуемого сигнала и ошибки предсказания.

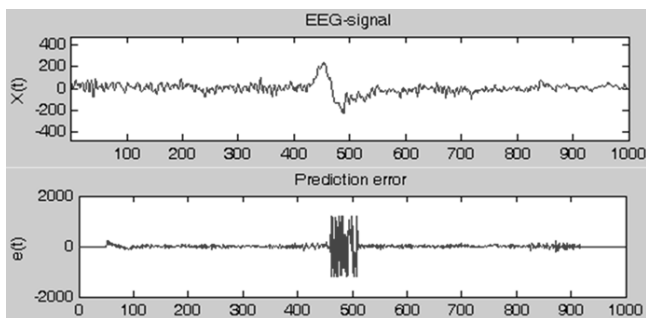


Рис. 1. Результаты обнаружения изменения свойств ЭЭГ-сигнала:
 $x(t)$ — фрагмент ЭЭГ-сигнала, $e(t)$ — ошибка предсказания

Литература

1. Каплан А.Я. Проблема сегментного описания электроэнцефалограммы человека // Физиология человека. 1999. № 1.
2. Сахаров В.Л., Андреев А.С. Методы математической обработки электроэнцефалограмм. Таганрог: Антон, 2000.
3. Щербакова Т.Ф., Култынов Ю.И., Козлов С.В., Коробков А.А. Статистический алгоритм анализа ритмов ЭЭГ человека // Фундаментальные исследования. 2005. № 5.

*С.Ю. Костенков, асп.; М.Ю. Костенкова, студ.;
рук. М.А. Сидорова, к.т.н., доц. (ПГТА, г. Пенза)*

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ МОДЕЛЕЙ ТЕСТОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ ИМИТАТОРОВ

Современная медицина и биология широко используют измерения и различную контрольно-измерительную технику для решения самых разнообразных задач по исследованию организма.

Для оценки работоспособности диагностических приборов и систем применяют стандартные и специализированные генераторы и имитаторы, в которых заложены верифицированные тестовые последовательности сигналов [1].

На сегодняшний день нет универсальных генераторов, в которых были бы учтены все вероятностные тестовые последовательности. А специализированные имитаторы применяют для решения узконаправленных задач. Поэтому актуальным является разработка универсального прибора для оценки работоспособности диагностических систем. Для его надежного функционирования необходимо создать модели тестовых последовательностей: стандартные, состоящие из гостированных сигналов, и специализированные, включающие последовательности с вероятностными характеристиками.

Генерирование тестовых последовательностей биоэлектрических сигналов (БЭС) имеет свои особенности. В формировании тестовых последовательностей можно выделить три этапа: «Ритм» (длительность), «Форма», «Ритм+Форма».

Вариант этапа «Ритм» подходит для имитации БЭС, отражающих сердечную деятельность, таких как ЭКГ, БКГ, ФКГ. Вариант этапа «Форма» используется для всех БЭС. Вариант этапа «Ритм+Форма» позволяет моделировать сложные тестовые последовательности БЭС [2].

Создание специализированного имитатора БЭС и базы данных тестовых последовательностей, учитывающих особенности «нормы» и патологии сигналов, поможет проводить качественную оценку работоспособности диагностических приборов и систем, средств автоматического анализа сигналов и других медицинских приборов.

Литература

1. **Илясов Л.В.** Биомедицинская измерительная техника: учеб. пособие. М.: Высшая школа, 2007.
2. **Сидорова М.А.** Средства измерения параметров электрокардосигнала: Дис.... канд. техн. наук. Пенза: Пенз. гос. ун-т, 1999.

РАЗРАБОТКА УСИЛИТЕЛЯ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Среди многочисленных методов исследования ведущее место принадлежит электрокардиографии (ЭКГ). Этот метод сегодня незаменим в диагностике нарушений работы сердца. Однако она с успехом применяется не только в кардиологии, но и при исследовании больных с заболеваниями легких, почек, эндокринных желез, в спортивной медицине и т.д.

Для регистрации I стандартного отведения по Эйнтховену был разработан усилитель электрокардиосигнала (ЭКС). Его структурная схема приведена на рис. 1.

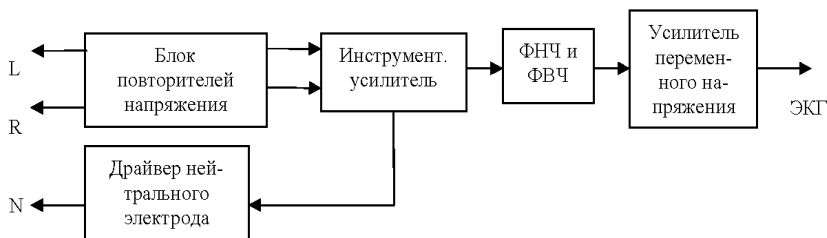


Рис. 1. Структурная схема усилителя ЭКС

Блок повторителей напряжения представляет собой повторители на базе операционных усилителей (ОУ) LM358N. Основными параметрами при выборе являлись: широкий диапазон напряжения питания, малое смещение нуля (2 мВ), малый ток утечки (20 нА). Повторители необходимы для создания как можно большего входного сопротивления усилителя.

В качестве инструментального усилителя выбрана микросхема AD620. Коэффициент усиления выбран равным 30, КОСС = 100 дБ. Фильтры представляют собой активные фильтры первого порядка на базе ОУ. Частоты среза фильтра верхних частот (ФВЧ) и фильтра нижних частот (ФНЧ) равны 0,5 и 35 Гц соответственно.

Усилитель переменного напряжения представляет собой два инвертирующих усилителя на базе ОУ с частотной коррекцией для уменьшения действия высокочастотных помех и суммарным коэффициентом усиления, равным 660. Входное сопротивление усилителя составляет 220 МОм. Динамический диапазон равен 35 при $U_{вх.макс} = 5$ мВ.

В дальнейшем планируется аналого-цифровое преобразование сигнала и передача его в компьютер для графического построения и дальнейшего анализа.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РИТМОГРАММЫ СЕРДЦА

Ограниченность традиционных методических возможностей при изучении активности сердечнососудистой системы делают необходимым поиск более чувствительных и информативных диагностических критериев. В связи с чем предлагается использовать методы нелинейной динамики (в частности фрактальные и мультифрактальные методики), применение которых к анализу ритмограммы сердца позволяет учитывать эффекты комбинированного воздействия различных факторов и определять возможные состояния организма в норме и патологии.

Стандартный метод мультифрактального анализа основан на рассмотрении обобщенной статистической суммы $Z(q, \varepsilon)$, в которой показатель степени q может принимать любые значения в интервале $q \geq 0$:

$$Z(q, \varepsilon) = \sum_{i=1}^{N(\varepsilon)} p_i q(\varepsilon), \quad (1)$$

$$\tau(q) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\ln(Z(q, \varepsilon))}{\ln \varepsilon}, \quad (2)$$

$$D_q = \frac{\tau(q)}{q-1}. \quad (3)$$

Ритмограмма сердца рассматривается как множество расположенных в пространстве точек, характеризующих геометрию исследуемого объекта. Покрывая график зависимости изменения продолжительности интервала R-R от времени ячейками со стороны ε , рассчитываем количество ячеек,

в которые попало ровно q точек, $N(q, \varepsilon)$. В выражении (1) $p_i(\varepsilon) = \frac{N(q, \varepsilon)}{N}$,

где N — общее число точек. На основании формул (1—3) получен алгоритм расчета обобщенных фрактальных размерностей, а также параметра Херста, характеризующего персистентность процесса, и показателя β , который тесно связан со спектром сигнала.

Система MatLab позволила спроектировать и сконструировать детали графического интерфейса, с помощью которого легко реализовать описанный метод анализа: получить характеристики фрактальной теории, позволяющие дать оценки функционального состояния сердечно-сосудистой системы организма человека.

Известно, что частотный спектр, характеризующий ритмограмму сердца, содержит три зоны частот, описывающих периодические изменения всех систем организма. Поэтому в программе предусмотрена возможность провести анализ сигнала также и с позиции трехкомпонентной теории.

Д.В. Леонов, А.Г. Горшков, студенты; рук-ли В.Л. Скачков, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»); В.А. Фин, к.т.н., с.н.с. (НИИТП)

МОДЕЛИРОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ МЕДИЦИНСКИХ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ В РАЗЛИЧНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДАХ

Современные ультразвуковые медицинские диагностические устройства (УЗМДУ) — это очень сложные аппаратно-программные комплексы. Разработчик должен быть уверен в правильном функционировании каждого функционального узла и УЗМДУ в целом еще на стадии технического проектирования. Для тестирования микросхем фирмы-производители выпускают специальные платы [1]. А тестирование и отладка алгоритмов и реализующих их программ производится с использованием персонального компьютера. В настоящем докладе приводятся результаты моделирования УЗМДУ в среде LabVIEW и пакете MatLab.

Рассматривается оригинальная упрощенная модель УЗМДУ в системе LabVIEW для экспресс-оценки параметров УЗМДУ по функции отклика точечного источника (ФОТИ). В модели предусмотрено специальное окошко MathScript, куда вводятся алгоритмы в форме MatLab-кода. Имеется возможность вывода ФОТИ в различных формах представления (сечения; целиком в изометрии и проекции ее на горизонтальную плоскость).

Профессором Дж. Дженсоном (Нидерланды) разработана универсальная программа Field II моделирования произвольных УЗМДУ, которая работает на принципе Гюйгенса—Френеля. Эта программа способна моделировать УЗМДУ в целом, включая УЗ датчики и биологическую среду. Это весьма сложная программа; она реализована в среде MatLab [2].

Исходными данными для моделирования являются тип и параметры УЗ датчика, параметры среды распространения, геометрия визирования, параметры зондирующих импульсов, чувствительность приемного устройства и пр.

Помимо общих характеристик УЗМДУ программа Field II позволяет получать реалистичные массивы информации для проверки отдельных аппаратных средств и резидентных программ.

Использование обеих программ моделирования планируется для тестирования прибора, теоретические основы которого разрабатываются студентами МЭИ совместно с НИИТП Росавиакосмоса.

Литература

1. **Evaluation** Board for the Ultrasound Transmit Solution. <http://www.ti.com>.
2. **Virtual** Imaging Laboratory. Ultrasound. <http://dukemil.egr.duke.edu>.

Е.В. Новикова, студ.; рук-ли Г.Д. Лобов, к.т.н., проф.;
Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СОСТОЯНИЙ КЛЕТОЧНЫХ АВТОМАТОВ В МОДЕЛИ СЕРДЦА

Развитие методов диагностики и лечения сердечных заболеваний стимулировало интенсивное становление новых технологий, основанных на изучении путей движения возбуждения по стенкам предсердий и желудочков. Одно из направлений такой методики связано с возможностью графического представления хода распространения электрического импульса по миокарду с помощью клеточных автоматов.

С целью повышения информативности ЭКГ-обследований разработан алгебраический алгоритм реконструкции поверхностного распределения эквивалентного простого слоя токовых источников на поверхности квазиэпикарда по электрическим потенциалам, измеренным на поверхности грудной клетки [1]. Так как для врачей электродинамические термины являются непривычными, следовательно, возникает вопрос корректной интерпретации результатов реконструкции электрической работы сердца.

В настоящей работе предлагается по мгновенным графикам зависимости плотности токовых источников от времени в различных точках квазиэпикарда, соответствующих отдельным клеточным автоматам [2], определять физиологическое состояние сердечной мышцы. А именно, выделить четыре фазы: покой, активация, деполяризация и реполяризация, связанные с изменениями мембранного потенциала клеток миокарда [3]. Тогда, присвоив каждому из состояний свое «цветовое» значение, можно наблюдать в различные моменты времени кардиоцикла процессы возбуждения и восстановления сердечной мышцы.

Данный алгоритм был реализован и апробирован с помощью объемной динамической модели генератора сердца [1]. Положительные результаты апробации позволили сделать вывод о возможности применения данного алгоритма для интерпретации распределений поверхностной плотности эквивалентного простого слоя токовых источников сердца на квазиэпикарде, реконструированных по реальным ЭКГ-записям.

Литература

1. **Жихарева Г.В.** Разработка алгоритмов реконструкции токовых источников по измеренным электрическим потенциалам для электрокардиографии: Автореф. дисс. ... канд. техн. наук. М.: МЭИ. 2007.
2. **Новикова Е.С., Лобов Г.Д., Жихарева Г.В.** Моделирование динамики возбуждения миокарда с помощью клеточных автоматов. // Радиотехника, электротехника и энергетика: XVIII Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов: Тез. докл. в 4 Т. М.: Издательский дом МЭИ. 2012. Т. 1.
3. **Мурашко В.В., Струтынский А.В.** Электрокардиография. М.: ООО «МЕД-пресс-информ», 2011.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ НЕОДНОРОДНОСТИ ГРУДНОЙ КЛЕТКИ НА ПОГРЕШНОСТЬ РЕКОНСТРУКЦИИ ПЛОТНОСТИ ТОКОВЫХ ИСТОЧНИКОВ НА КВАЗИЭПИКАРДЕ

Болезни сердца занимают одно из первых мест среди недугов населения. Разрабатываемые алгоритмы определения характеристик эквивалентных токовых источников сердца по ЭКГ-сигналам, создаваемым этими источниками на поверхности грудной клетки, призваны повысить информативность ЭКГ-обследований.

Целью настоящей работы является оценка погрешности алгебраического алгоритма реконструкции эквивалентных токовых источников сердца по измеренным ЭКГ-сигналам [1], вносимая предположением об однородности грудной клетки. Для этого в работе используется численное моделирование карт наружных потенциалов (КНП) в однородной безграничной среде и с учетом неоднородного строения грудной клетки [2].

В качестве модели генератора сердца при расчете КНП использовался сферический сегмент двойного слоя токовых источников с постоянным моментом D и круглой границей α , при различных положениях α [1]. По КНП, рассчитанным в однородной и неоднородной средах, проведена реконструкция распределений плотности токовых источников γ_0 и $\gamma_{но}$ на квазиэпикарде с использованием алгебраического алгоритма. По методике, изложенной в работе [1], аналогичные распределения γ были рассчитаны непосредственно по модели генератора сердца, что позволило оценить относительные погрешности реконструкции в однородной δ_0 и неоднородной $\delta_{но}$ средах, а также коэффициенты корреляции k_0 и $k_{но}$ между распределениями γ , γ_0 и γ , $\gamma_{но}$, соответственно.

В ходе проведенных исследований установлено, что при реконструкции поверхностного распределения плотности токовых источников в однородной среде средние значения $\delta_0 = 20,6\%$, $k_0 = 96,2\%$, а при реконструкции в неоднородной — $\delta_{но} = 48,2\%$, $k_{но} = 63,7\%$, что свидетельствует о необходимости учета неоднородного строения грудной клетки в алгоритме реконструкции.

Литература

1. Жихарева Г.В. Разработка алгоритмов реконструкции токовых источников по измеренным электрическим потенциалам для электрокардиографии. Автореф. дис.... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 2007.
2. Стрелков Н.О., Крамм М.Н., Жихарева Г.В. Неоднородная электродинамическая модель грудной клетки человека в форме эллиптического цилиндра // Журнал радиоэлектроники. 2011. № 7. URL <http://jre.cplire.ru/jre/jul11/4/ text.html>.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ ДЛЯ СРАВНЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКГ ОБСЛЕДОВАНИЙ

В данной работе проводится разработка программы в среде MatLab [1], осуществляющей сравнение двух и более накопленных кардиосигналов одного и того же человека, снятых с некоторым временным интервалом. Такая программа нужна для упрощения работы врача кардиолога и возможности диагностирования заболеваний на ранних стадиях их развития. Выводы о схожести кардиосигналов делаются на основе полученных в результате выполнения программы коэффициентов корреляции. Данные коэффициенты рассчитываются для трех выбранных интервалов кардиоцикла — P-зубца, QRS-комплекса, ST-сегмента [2]. Перечисленные интервалы были выбраны, исходя из важности представляемой ими диагностической информации.

Функция для расчета коэффициента корреляции соответствует формуле

$$R_N = \frac{\sum_{i=1}^n (x_{i-N} - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 (y_i - \bar{y})^2}},$$

где N — число элементов сдвига.

Пример полученных в ходе выполнения программы коэффициентов корреляции приведен в табл. 1. Сравнимые обследования проведены с интервалом в 11 месяцев.

Таблица 1

Значения коэффициентов корреляции для трех интервалов кардиоцикла

	I отведение	II отведение	III отведение
R_{QRS}	0,996	0,993	0,928
R_P	0,832	0,953	0,805
R_{ST}	0,952	0,930	0,359

Исходя из результатов, полученных в ходе проведенных экспериментов, можно заключить, что значение коэффициента корреляции порядка 0,99 свидетельствует о практическом отсутствии изменений в виде исследуемых элементов. Анализируя полученные числа и графики, можно сделать вывод, что при снижении коэффициента до 0,5—0,1 можно говорить о появлении существенных изменений в виде исследуемых интервалов. При снижении коэффициентов корреляции следует внимательно рассмотреть сравниваемые кардиограммы.

Литература

1. Дьяконов В.П. MATLAB. Полное руководство. М.: ДМК Пресс, 2010.
2. Мешков А.П. Азбука клинической электрокардиографии. Н. Новгород: Изд-во НГМА, 2000.

АНАЛИЗ ДЫХАТЕЛЬНОЙ И ОПОРНО-ДВИГАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМ С ПОЗИЦИИ ФРАКТАЛЬНОСТИ

Исследование посвящено разработке алгоритма интегральной оценки состояния человека на основе фрактальных свойств сигналов дыхания и движения центра тяжести вертикально стоящего человека в свободной стойке, а также при дополнительной нагрузке. Эти сигналы были получены в ходе эксперимента с помощью доплеровского радиолокатора, работающего в миллиметровом диапазоне волн [1].

Метод оценки состояния человека построен на использовании фрактальных параметров сигнала дыхания и опорно-двигательной системы в совокупности [2]. Анализировались следующие фрактальные параметры: фрактальный индекс β , корреляционная размерность и корреляционный интеграл. Исследуемые параметры изменялись при получении человеком дополнительной нагрузки. По динамике изменения этих параметров были сделаны основные выводы о функциональном состоянии испытуемых, что и легло в основу разработки алгоритма анализа [3].

Исследование велось в предположении монофрактальности систем дыхания и опорно-двигательной. Однако в ходе эксперимента, при построении спектров ритмограмм дыхания, был выявлен более сложный характер регуляции данной системы, говорящий о мультифрактальности. В дальнейших исследованиях предполагается рассмотрение системы дыхания с позиции мультифрактальности.

Большое внимание в работе уделялось фрактальному индексу β , который получался из аппроксимации начального участка спектра для сигналов дыхания и перемещения центра тяжести степенной функцией вида $1/f^{(\beta)}$. На фазовой плоскости были отмечены индексы β для обеих изучаемых систем, и на основе динамики этого параметра были сделаны предположения о функциональном состоянии испытуемых.

Актуальность рассмотренного интегрального метода оценки заключается в возможности применения его в качестве эксперсс-диагностики функциональных состояний.

Литература

1. **Федоров В.А.** Радиотехнические методы в функциональной диагностике человека. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. **Иваницкий М.Ф.** Анатомия человека. Т. 1. М.: Физкультура и спорт, 1965.
3. **Сергиевский М.В.** Структура и функциональная организация дыхательного центра. Новосибирск: Издательство НГУ, 1993.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЗИЦИЙ ЭКГ ЭЛЕКТРОДОВ НА ФОТОСНИМКАХ

При реконструкции токовых источников сердца возникает проблема определения точного местонахождения электродов на поверхности тела пациента. Грудную клетку человека можно заменить моделью — эллиптическим или круговым цилиндром. Но это — идеализированные модели и по ним можно определить координаты не точно, так как у разных людей они могут быть смещены из-за индивидуальных особенностей строения тела и человеческого фактора при наложении электродов. Поэтому существует задача определения точного положения электродов методами эпиполярной геометрии [1] по фотоснимкам пациента с наложенными электродами.

Для решения данной задачи можно применить пакет программ Eripolar Geometry Toolbox для среды MatLab. Однако пакет Eripolar Geometry Toolbox в качестве входных данных использует уже готовые координаты сопряженных точек на цифровых фотоснимках.

Поэтому актуальной является разработка алгоритма автоматического определения сопряженных точек на цифровых фотоснимках для дальнейшего их использования в пакете Eripolar Geometry Toolbox, позволяющем определить координаты электродов. Для решения этой задачи в работе использованы методы графического и математического моделирования, а также графическая обработка и программирование в среде MatLab.

В результате разработаны алгоритм автоматического поиска и определения координат электродов на цифровых фотоснимках и программа с пользовательским интерфейсом, показывающим координаты электрода (в пикселях), общие размеры изображения и яркость каждого из элементов RGB схемы для соответствующего электрода (рис. 1).

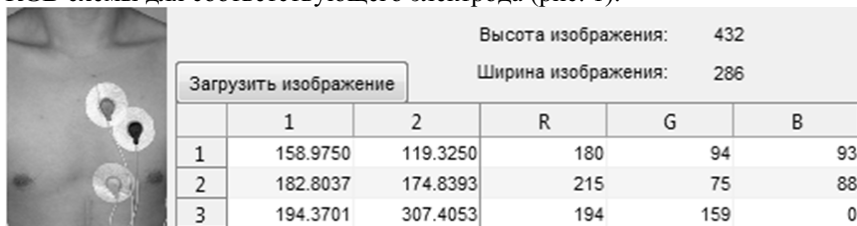


Рис. 1. Пример результатов работы программы

Литература

1. **Цифровая** обработка изображений в информационных системах / И.С. Грузман и др. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000.

В.А. Пурденко, студ.; рук. Г.В. Жихарева, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

ИНТЕРПОЛЯЦИЯ 12 ОП ОТВЕДЕНИЙ ПО 16-КАНАЛЬНОЙ ЭКГ- ЗАПИСИ

Настоящая работа посвящается интерполяции электрических потенциалов на поверхности грудной клетки для расчета ЭКГ-сигналов 12 общепринятых (ОП) отведений.

На кафедре ОРТ МЭИ разработан и реализован алгоритм реконструкции характеристик эквивалентного токового диполя сердца по сигналам 16 электродов, измеренным на поверхности грудной клетки [1]. Но в настоящее время существует проблема восприятия врачами информации об электрической работе сердца в новом виде, поэтому одновременно с результатами реконструкции им необходимо наблюдать традиционные для электрокардиографии сигналы 12 ОП отведений.

В работе проведен анализ различных методов интерполяции на нелинейной сетке, в том числе реализованных стандартными функциями математического пакета MatLab. Предложен и программно реализован алгоритм восстановления ЭКГ-сигналов 12 ОП отведений по сигналам электродов для реконструкции эквивалентного токового диполя, основанный на методе интерполяции по обратному средневзвешенному расстоянию [2]. Апробация алгоритма проведена как на моделированных сигналах при использовании в качестве источника потенциалов токового диполя, так и на реальных ЭКГ-записях.

Погрешность интерполяции сигналов 12 ОП отведений, оцененная с помощью моделированных ЭКГ-сигналов, составляет, в среднем, 18 % при коэффициенте корреляции 99 %. При применении разработанной программы к реальным ЭКГ-записям системы 16 электродов и сопоставлении с сигналами электродов системы 12 ОП отведений погрешность составила, в среднем, 19 % при коэффициенте корреляции 98 %. Поскольку при анализе ЭКГ-записей врачам важны, в первую очередь, форма сигналов, соотношения высоты зубцов, длительностей интервалов, а не абсолютные значения потенциалов [3], то разработанный алгоритм вполне удовлетворяет поставленной в задаче.

Литература

1. **Винокуров Д.С., Крам М.Н., Лебедев В.В., Попов Ю.Б.** Реконструкция токового источника в области миокарда //Медицинская техника. 2008. № 4.
2. **Интерполяция/аппроксимация по обратному средневзвешенному расстоянию.** Библиотека численного анализа ALGLIB. Электронный ресурс: <http://alglib.sources.ru>.
3. **Мурашко В.В., Струтынский А.В.** Электрокардиография. М.: Медпресс-информ, 2011.

*А.П. Степашкина, студ.; рук. И.А. Кудрявцев, к.т.н., доц.
(СГАУ им. С.П. Королева, г. Самара)*

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПСИХОЛОГИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ РЕБЕНКА

Общеизвестно, что лечение детей с аутизмом является крайне трудной задачей. Для того чтобы добиться успехов в лечении, необходимо сочетать медикаментозные и педагогические методы воздействия. При таком заболевании ребенок теряет контакт с окружающей его действительностью, он погружен в себя. Но именно в раннем возрасте важным является развитие в ребенке таких навыков, как забота, ответственность, бережное отношение к окружающему миру, и этому может способствовать общение ребенка со специально настроенной интерактивной игрушкой, основное назначение которой — стимулирование общения.

Разрабатываемая игрушка представляет собой мягкую игрушку — кошку. Для регистрации поведения ребенка предусмотрены следующие датчики: давления MPX5100 (реагирует на сдавливание игрушки), усилия FSS1500 (регистрирует действие ребенка, когда он дергает игрушку за хвост), прикосновения (регистрирует поглаживание или тычки), ускорения (регистрирует бросание игрушки).

Оценка поведения ребенка осуществляется путем анализа выходных сигналов датчиков. В разработанной программе предусмотрен анализ совокупности сигналов вышеуказанных устройств, при этом из нескольких возможных действий осуществляется выбор приоритетного, и по нему дается оценка поведения. Возможны три режима работы: автономный, режим передачи сообщений и режим непосредственного внешнего управления. Есть возможность разговаривать с ребенком через игрушку и слышать его благодаря наличию сверхтонкого динамика с пластиковым диффузором и электромагнитного микрофонного капсуля. Кроме того, имеется микродвигатель с эксцентриком, создающий вибрацию игрушки (имитация урчания).

Координацию работы всех модулей игрушки осуществляет встраиваемый одноплатный компьютер ТАО 3530 с программным обеспечением для операционной системы Windows CE. Передача данных о поведении ребенка осуществляется по беспроводному каналу WiFi на компьютер наблюдателя.

Универсальность игрушки заключается в том, что она может быть использована не только для детей, больных аутизмом, но и для детей с различными отклонениями в развитии, связанными с трудностями в общении.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РЕКОНСТРУКЦИИ ПАРАМЕТРОВ ТОКОВОГО ДИПОЛЯ СЕРДЦА НА МОДЕЛИ ТОРСА ЧЕЛОВЕКА В ВИДЕ ЭЛЛИПТИЧЕСКОГО ЦИЛИНДРА

С целью повышения информативности электрокардиографических исследований, рассматривается задача реконструкции координат и вектора момента эквивалентного дипольного токового источника миокарда (ДТИ) по известным потенциалам, снимаемым с поверхности грудной клетки при известных координатах электродов. Первоначальный алгоритм реконструкции базировался на предположении об однородности и неограниченности среды, в которой расположен ДТИ [1]. Впоследствии был предложен алгоритм, в котором в качестве модели торса человека стал рассматриваться проводящий эллиптический цилиндр конечной длины, окруженный воздухом [2]. В настоящей работе проводится исследование построенного в [2] алгоритма и сравнение погрешностей определения характеристик ДТИ с ранее созданным алгоритмом [1]. Получены следующие результаты:

1) пренебрежение воздушной границей при модельной реконструкции параметров ДТИ создает методическую погрешность определения положения диполя Δr 3—5 см;

2) при варьировании числа электродов наибольшая погрешность Δr наблюдается для систем из 7 и 9 электродов и составляет в среднем 6 мм; для систем с большим числом электродов данная погрешность не превышает 0,3 мм;

3) при внесении ошибок в размеры цилиндра величиной 30 мм средняя погрешность Δr составляет 42 мм при пренебрежении воздушной границей и 14 мм в случае ее учета.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о перспективности использования алгоритма, построенного в рамках работы [2].

Исследование выполнено при поддержке гранта Президента № МК-5080.2011.8.

Литература

1. Система электродных отведений для измерения координат источников в области миокарда / В.В. Лебедев, М.Н. Крамм, Г.В. Жихарева и др. // Медицинская техника. 2006. № 4. С. 7-9.

2. Стрелков Н.О., Винокуров Д.С., Крамм М.Н. Методика реконструкции параметров токового диполя сердца на модели торса человека в виде эллиптического цилиндра. // Медико-экологические информационные технологии — 2012: сборник материалов XV Междунар. научн.-техн. конф. Юго-Зап. гос. ун-т. Курск, 2012. С. 45—48.

*М.В. Сушок, студ.; рук-ли М.Н. Крамм, к.т.н., доц.,
Н.О. Стрелков, асп. (НИУ «МЭИ»)*

РЕКОНСТРУКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОГО ТОКОВОГО ДИПОЛЯ СЕРДЦА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕОДНОРОДНОЙ МОДЕЛИ ГРУДНОЙ КЛЕТКИ ЧЕЛОВЕКА В ФОРМЕ КРУГОВОГО ЦИЛИНДРА

Основной методикой электрофизиологической диагностики сердца является электрокардиография. Однако в стандартном ЭКГ обследовании отсутствует возможность точного соотнесения отклонений в электрокардиограммах с конкретными областями миокарда. Таким образом, актуальным является решение обратной задачи электрокардиографии, т.е. реконструкции параметров единого сердечного диполя — ЕСД (координат и проекций вектора дипольного момента) по известным потенциалам, регистрируемым в местах размещения электродов на поверхности тела.

Первоначально созданный на кафедре ОРТ НИУ «МЭИ» алгоритм реконструкции [1] не учитывал влияние границы тело—воздух на результаты реконструкции. Затем был разработан новый алгоритм [2] для определения координат и вектора момента ЕСД, в котором в качестве модели торса человека используется проводящий круговой цилиндр, окруженный воздухом.

В данной работе исследуется погрешность реконструкции ЕСД по алгоритмам [1] и [2] применительно к неоднородной модели торса человека. Исследуется влияние модели грудной клетки человека и числа используемых электродов на параметры реконструированного ЕСД, ведется построение треков движения диполя и годографов его вектора момента. Полученные годографы также сравниваются с годографами, рассчитанными по методу векторкардиографии Э. Франка. Показано, что погрешность определения координат ЕСД алгоритмом [2] составляет 1—1,5 см, для алгоритма [1] погрешность в среднем в 2 раза хуже.

Литература

1. **Стрелков Н.О., Жихарева Г.В., Крамм М.Н.** Оценка влияния неоднородности грудной клетки при реконструкции эквивалентного диполя сердца // *Материалы XXI Всероссийской НТК. Биотехнич., медицинские и экологич. системы и комплексы. Биомедсистемы* — 2008. Рязань: РГРТУ, 2008.
2. **Стрелков Н.О., Винокуров Д.С., Крамм М.Н.** Методика реконструкции параметров токового диполя сердца на модели торса человека в виде кругового цилиндра // *Медико-экологические информац. технологии* — 2011: сб. материалов XIV Междунар. научн.-техн. конф. Юго-Зап. гос. ун-т. Курск, 2011.

Д.В. Филонов, асп.; рук. М.Н. Крамм, к.т.н., доц. (НИУ «МЭИ»)

РЕШЕНИЕ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ ДЛЯ ЭКВИВАЛЕНТНОГО МНОГОДИПОЛЬНОГО ГЕНЕРАТОРА СЕРДЦА

В данной работе исследуется возможность представления электрической активности желудочков сердца с помощью многодипольной модели, реконструируемой по данным синхронной многоканальной регистрации потенциалов ЭКГ на поверхности грудной клетки [1].

Многодипольная модель представляет собой дискретизированный двойной слой источников в форме сферы, описывающей сердце, и состоит из 408 неподвижных точечных диполей, ориентированных по радиусу сферы (положительное направление дипольного момента — из центра наружу).

Поиск многодипольного источника сводится к решению СЛАУ вида: $\phi_j = A_{ij}M_j$, где матрица A_{ij} — матрица расстояний, содержащая информацию о взаимном расположении дипольных источников и точек измерения потенциалов, создаваемых истинным генератором.

Плохо обусловленная СЛАУ решалась методом регуляризации Лагранжа [2]. Однако, как оказалось, априорно задаваемый допустимый уровень невязки [1] измеренных и реконструированных потенциалов сильно зависит от геометрии и параметров задачи, и меняется от 0,01 до 3 % для различных уровней ошибок измерения потенциалов.

В качестве априорной информации о решении [3] было предложено использовать степень корреляции поля отведений [2] и поля источников. Поиск решения СЛАУ производился по минимуму обобщенной невязки потенциалов, в которую была добавлена регуляризирующая добавка, обратно пропорциональная квадрату коэффициента корреляции Пирсона между распределениями потенциалов на поверхности грудной клетки и дипольных моментов на поверхности квазиэпикарда [2].

В целом, полученные результаты позволяют автоматизировать поиск поверхностно распределенных источников сердца, исключив человеческий фактор при визуальной оценке распределений.

Литература

1. **Филонов Д.В., Винокуров Д.С., Жихарева Г.В., Крамм М.Н.** Реконструкция токовых источников в области миокарда по измеренным поверхностным потенциалам // Измерительная техника. 2009. № 9.
2. **Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.** Методы решения некорректных задач. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986.
3. **Кирьянов Д.В., Кирьянова Е.Н.** Вычислительная физика. М.: Полибук Мультимедиа, 2006.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ВЕКТОРНОЙ КАРДИОГРАФИИ

В данной работе проводится сравнение нескольких методов векторной кардиографии [1]. Использовались три методики снятия и последующей обработки кардиосигналов. Были разработаны программы для расчета ориентации электрического вектора сердца (ЭВС): а) методом Франка; б) реконструкцией токового дипольного источника; в) по сигналам 12 общепринятых отведений (12 ОП). Программа сравнения этих методов позволяет сопоставлять ЭВС визуально (в виде графиков) и с помощью коэффициента корреляции.

Расчет положения ЭВС проводился в области QRS комплекса. Для отображения временной динамики строились годографы — линии движения конца ЭВС во времени. При расчете годографа методом Франка использовались следующие формулы для расчета проекций ЭВС:

$$X = 0,61(A - I) + 0,17(C - I),$$

$$Y = 0,345(M - E) - 0,655(H - F) + 0,345(E - H),$$

$$Z = 0,132(A - I) + 0,372(M - E) + 0,365(V - C) + 0,132(C - I),$$

где A, C, E, F, H, I, M — обозначения потенциалов одноименных электродов.

Для более наглядного представления использовалась нормировка модуля ЭВС по максимальному значению во фронтальной области. Этот же коэффициент используется и в горизонтальной плоскости. На рис. 1 представлены годографы ЭВС во фронтальной и горизонтальной плоскостях.

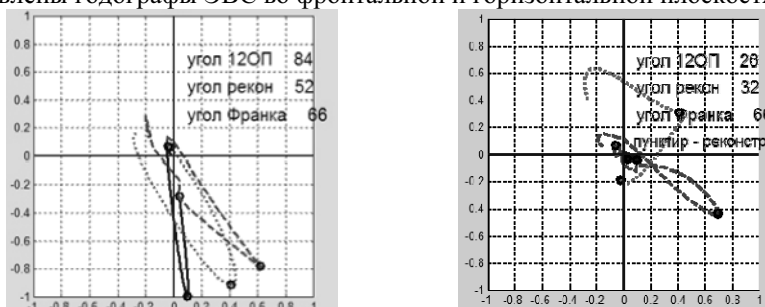


Рис. 1. Сравнения годографов во фронтальной (слева) и горизонтальной (справа) плоскостях: сплошная линия — 12 ОП; штрих — реконструкция; точки — метод Франка

Графики показывают на недостаточную корректность расчета ЭВС по сигналам 12 ОП, во фронтальной плоскости методы Франка и реконструкции дают близкие результаты.

Литература

1. Мешков А.П. Алфавит клинической электрокардиографии. Н. Новгород: Изд-во НГМА, 2000.

СОДЕРЖАНИЕ

НАПРАВЛЕНИЕ — РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА	3
Секция 1. Теоретические основы радиотехники	5
Секция 2. Формирование стабильных колебаний и сигналов	16
Секция 3. Устройства формирования и обработки сложных сигналов	31
Секция 4. Устройства обработки радиосигналов	45
Секция 5. Антенные устройства и распространение радиоволн	81
Секция 6. Радиолокация и телевидение	105
Секция 7. Системы радиоавтоматики и радиоуправления.....	129
Секция 8. Сети и системы передачи информации	142
Секция 9. Квантовая электроника	150
Секция 10. Фотоника	170
Секция 11. Электронные приборы.....	193
Секция 12. Промышленная электроника.....	209
Секция 13. Полупроводниковая электроника	238
Секция 14. Биомедицинская электроника	254

Научное издание

**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
И ЭНЕРГЕТИКА**

**Девятнадцатая Международная научно-техническая
конференция студентов и аспирантов**

Тезисы докладов
В 4 томах

Том 1

Компьютерная верстка и подготовка
оригинал-макета *М.Н. Маркиной*

Подписано в печать 04.02.2013

Печать офсетная

Тираж 300 экз.

Усл. п.л. 17,5

Заказ

Формат бумаги 60×84/16

Уч.-изд. л. 16,3

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14
Отпечатано в типографии ПЦ МЭИ, 111116, Москва, Красноказарменная ул., д. 13, стр. 4