#### Уважаемые коллеги!

Кафедра «Информационно-измерительная техника» Пензенского государственного университета и ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» начинают выпуск журнала «Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль» и приглашают специалистов опубликовать на его страницах оригинальные статьи, содержащие новые научные результаты в области измерительной техники, управления, электроники, метрологического обеспечения средств измерений, а также обзорные статьи по тематике журнала.

### Правила для авторов

1. Статью в редакцию следует представлять в электронном виде или на бумажном носителе с диском с электронной версией. Объем статьи – не более 10 машинописных страниц (в том числе таблицы, список литературы, 3–4 рисунка). Название статьи и фамилии авторов должны быть приведены на русском и английском языках. Статья должна содержать аннотацию и ключевые слова на русском и английском языках, УДК.

2. Иллюстрации должны прилагаться к статье отдельно. Их следует пронумеровать (рис. 1, рис. 2, рис. 3 и т.д.), снабдить подрисуночными подписями и перечислить в отдельной описи. Размеры рисунков не должны превышать 14 × 20 см.

3. Статья должна быть подписана автором (авторами) с указанием фамилии, имени и отчества, почтового адреса и телефона (домашнего и рабочего), электронного адреса и даты. К ней необходимо приложить экспертное заключение для граждан РФ, которое может быть представлено в печатном виде и прислано по почте или в электронном (сканированном) виде.

4. При подготовке материалов для журнала должны быть использованы следующие компьютерные программы и форматы файлов:

*текстовый материал:* должен быть набран в Word 2003/2007, параметры страницы – верхнее поле 2,6 см, нижнее 2,0 см, левое 2,4 см, правое 2,8 см; шрифт – Times New Roman, размер шрифта – 11; межстрочный интервал – одинарный, выравнивание по ширине;

*срафический материал:* все оригиналы рисунков должны быть дополнительно представлены в отдельных файлах с соответствующей нумерацией: для векторных рисунков – в формате CDR (Corel Draw, версия не ниже 12.0) или AI (Adobe Illustrator, версия не ниже 8.0), все шрифты не в кривых; для растровых рисунков – в формате PSD (PhotoShop, версия не ниже 8.0). Монохромные растровые файлы должны быть сохранены в модели Grayscale с разрешением не менее 300 dpi, tiff-файлы должны быть сохранены без компрессии (сжатия).

Информация принимается на электронных носителях CD-R/CD-RW и по электронной почте.

Все представляемые файлы должны быть проверены антивирусной программой.

5. Формулы должны быть набраны в программе Microsoft Equation (версия 3.0), входящей в состав Microsoft office, или Math Туре (версия 4.0 и выше). Показатели степеней и индексы должны набираться выше или ниже строки буквенных обозначений, к которым они относятся:  $K_{12}$ ,  $A^3$ ,  $B^2$ .

6. Единицы измерений и буквенные обозначения физических величин должны отвечать требованиям ГОСТ 8.417–2002 «ГСИ. Единицы величин», а термины – требованиям соответствующих государственных стандартов.

7. Таблицы (и ссылки на них) должны иметь последовательные порядковые номера и заголовки.

8. Список литературы должен быть оформлен в соответствии с ГОСТ 7.1–2003 «Библиографическая запись. Библиографическое описание. Общие требования и правила составления». Номер источника, указанного в списке литературы, в тексте следует заключать в квадратные скобки, например [1], [2–4]. В библиографических ссылках фамилии авторов и названия журналов и книг следует указывать в оригинальной транскрипции.

9. Статья должна содержать четкую постановку задачи и выводы с указанием области применения результатов.

10. Датой принятия статьи считается дата получения положительной рецензии.

11. Оттиски опубликованных статей авторам не высылаются.

12. Направляя свою статью в журнал, автор подтверждает, что представленная работа не была ранее опубликована (за исключением публикации в виде резюме, части опубликованной лекции, обзора или диссертации).

13. Адрес для переписки:

440026, г. Пенза, ул. Красная, 40, кафедра «Информационно-измерительная техника».

- **\*** (8412) 368-222;
- **\*** (8412) 368-221.

🖂 e-mail: iit@pnzgu.ru (Беляковой Е. Ю.)

### Основные разделы журнала

- Общие вопросы метрологии и измерительной техники
- Фундаментальные проблемы метрологии
- Информационные технологии в измерениях
- Государственные эталоны
- Механические измерения
- Оптико-физические измерения
- Теплофизические измерения
- Электромагнитные измерения
- Радиотехнические измерения
- Медицинские и биологические измерения
- Физико-химические измерения
- Полемические заметки

# ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

# СОДЕРЖАНИЕ

# ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

**Дмитриенко А. Г., Волчихин В. И., Блинов А. В., Ломтев Е. А.** ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ДАТЧИКОВОЙ АППАРАТУРЫ И СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ, МОНИТОРИНГА, КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ЕЕ ОСНОВЕ

**Прохоров С. А.** АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Алексеев В. В., Коновалова В. С., Калякин И. В. РЕАЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО

ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. АЛГОРИТМ СКОЛЬЗЯЩЕГО

**Грачев А. В., Чураков П. П.** АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ ИНВАРИАНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЕМКОСТИ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

24

18

6

13

Nº 2, 201

Заико А.И. ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭРГОДИЧЕСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ Тужилкин О. В., Новиков В. Н., Чувыкин Б. В. ВЫЧИСЛЕНИЕ ТОЧНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ АВТОНОМНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ Волков В. С., Баринов И. Н., Цыпин Б. В. ИССЛЕДОВАНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ Голованов О. А., Кичкидов А. А., Прокина Н. В., Тарасов С. А. ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЙ ПОДХОД В МОДЕЛИРОВАНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ Мусаев Р. Ш., Трофимов А. А., Фролов М. А. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ Кучумов Е. В., Попченков Д. В. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ НАПЫЛЕНИЯ ТОНКИХ ТЕНЗОРЕЗИСТИВНЫХ ПЛЕНОК

**Мясникова М. Г., Никишин О. Н., Цыпин Б. В.** О РАЦИОНАЛЬНОМ ВЫБОРЕ ШАГА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕДУР НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ 30

35

39

46

51

56

**62** 

Алимурадов А. К., Чураков П. П., Тычков А. Ю. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОЛА А БКОМПОЗИЦИИ	8
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ	8
	8
Сиспользованием метода декомпозиции	8
АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ 6	
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ	
Дмитриенко А. Г., Нефедьев Д. И., Трофимов А. А.	
АМПЛИТУДНО-ЛОГИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ	
ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ С РАСТРОВЫХ	
ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ 7	2
Печерская Е. А., Гладков И. М.,	
Печерская Р. М., Метальников А. М.	
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ	
И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ	
И ИЗДЕЛИЙ НА ИХ ОСНОВЕ 7	7
Бобылев Д. А.	
ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ	
В ВИРТУАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ИМПЕДАНСА	
ПУТЕМ СОЧЕТАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО	
И ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ 8	6
Мелентьев В. С., Батищев В. И., Иванов Ю. М.	
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ	
ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК	
ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ СИГНАЛОВ 9	2
Бондаренко Л. Н.	
О КОМПЛЕКСЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ	
на базе RC-Схем замещения 9	8
ПОЛЕМИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ	
Кравченко С. А., Пиастро В. П., Пронин А. Н.	
ЧТО ОЖИДАЕТ СИСТЕМУ СИ В ХХІ ВЕКЕ	
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И МАГНЕТИЗМА 10	)5

# ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 681.586

А. Г. Дмитриенко, В. И. Волчихин, А. В. Блинов, Е. А. Ломтев

# ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ДАТЧИКОВОЙ АППАРАТУРЫ И СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ, МОНИТОРИНГА, КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ТЕХНИЧЕСКИ СЛОЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ЕЕ ОСНОВЕ

A. G. Dmitrienko, V. I. Volchihin, A. V. Blinov, E. A. Lomtev

# DEVELOPMENT TRENDS FOR SENSORS AND MEASURING, MONITORING, CONTROL AND DIAGNOSTIC SYSTEMS FOR TECHNICALLY COMPLEX OBJECTS BASED ON THEM

**Аннотация**. Изложены принципы формирования интеллектуальных систем контроля и диагностики. Рассмотрены основные направления развития датчиков для систем мониторинга и контроля технически сложных объектов. Предложены варианты расширения эксплуатационных возможностей, увеличения точности и надежности перспективных датчиков.

*A b s t r a c t*. Basic principles for the development of smart testing and diagnostics systems have been given. The main development trends for sensors of monitoring, control and diagnostic systems for technically complex objects have been analyzed. Some variants of operational capability enlargement, accuracy and reliability increase for advanced sensors have been offered.

**Ключевые слова**: мониторинг, датчик, ракетно-космическая техника, датчиковая аппаратура, интеллектуальный датчик, информационно-измерительные и управляющие системы.

*Key words*: monitoring, sensor, of rocket-and-space engineering, sensors' based equipment, smart sensor, weapons and military equipment, information-measuring and operating systems.

Одним из важнейших направлений совершенствования технически сложных производственно-технологических объектов, комплексов и систем, особенно в таких наукоемких областях, как ракетно-космическая техника (РКТ), вооружение и военная техника (ВВТ), энергетика, авиация, является оснащение вновь проектируемых, строящихся и уже функционирующих объектов информационно-измерительными и управляющими системами неразрушающего контроля, мониторинга состояния и диагностики. Современные информационно-измерительные и управляющие системы обладают следующими особенностями:

 интеллектуальностью, заключающейся в формировании, получении, преобразовании, передаче, накоплении, обработке, представлении, документировании и выдаче информации в удобном для пользователя виде, для передачи в другие системы, адаптации к условиям эксплуатации и внешним влияющим факторам;

– блочно-модульной реконфигурируемой структурой;

 – комплексностью, т.е. взаимодействием системы с номенклатурой унифицированных мониторинговых датчиков различных физических величин по единому информационному протоколу;

 – иерархичностью – возможностью адаптации системы под задачи объекта на основе реконфигурирования и гибкого программно-алгоритмического обеспечения.

Датчики как источники информации определяют уровень качества информационноизмерительных и управляющих систем.

Современные тенденции развития техники обусловливают необходимость значительного улучшения характеристик датчико-преобразующей аппаратуры (ДПА) по точности, надежности, расширению эксплуатационных возможностей и существенному снижению массы и энергопотребления за счет внедрения новейших достижений микроэлектроники и критических технологий, использования перспективных высокостабильных материалов, микропроцессорных модулей и интеллектуальных датчиков.

Интеллектуальные датчики позволяют осуществлять в автоматическом режиме:

 – самокалибровку, самодиагностику и тестирование самостоятельно по программе и по внешнему запросу;

 – адаптацию к изменению внешней окружающей среды и контролируемым диапазонам с целью повышения точности и достоверности измерений;

 внутридатчиковую предварительную обработку, анализ и оценку информации с целью ее ранжирования, сжатия, запоминания, преобразования и передачи;

– многофункциональность (одновременное измерение нескольких физических параметров: давление, температура, ускорение и др.);

– построение распределенных и беспроводных систем и сетей.

В своем составе интеллектуальные мониторинговые датчики наряду с первичными преобразователями содержат аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи, микропроцессор, микроконтроллер, оперативно-запоминающее устройство, интерфейсы ввода-вывода информации.

Реализация требований предприятий-заказчиков датчиковой аппаратуры возможна при соблюдении следующих условий:

- расширение диапазонов измерений измеряемых величин;

 – повышение быстродействия преимущественно за счет применения современной элементной базы;

 повышение точности измерений за счет применения наиболее эффективных принципов преобразования и разработки интеллектуальных датчиков;

– повышение виброустойчивости преимущественно за счет уменьшения габаритов и массы, применения компенсационных элементов, технологий микромеханики;

- увеличение дистанционности измерений;

 повышение помехоустойчивости за счет использования корреляционных методов измерений, передачи информационных сигналов по волоконно-оптическим линиям связи, использования избыточных кодов, аналоговой и цифровой фильтрации;

 – увеличение ресурса работы датчиков за счет подбора особо стабильных и прочных материалов;

 – повышение надежности за счет резервирования и применения элементов с малой или равной интенсивностью отказов;

- снижение затрат на обслуживание, эксплуатацию;

– обеспечение широкой унификации и стандартизации датчиков.

Из всех требований общего характера необходимо выделить требования, предъявляемые разработчиками космических аппаратов (КА) к ДПА, устанавливаемой на КА. Датчики для КА должны иметь очень высокие показатели по безотказности работы ((*P*) > 0,995–0,999

за 10–15 лет эксплуатации), тогда как вероятность безотказной работы для стендовых датчиков в среднем 0,95–0,98 за 10 лет, а для датчиков, устанавливаемых на двигательных установках, ракетах-носителях и разгонных блоках, – 0,99–0,995 за несколько часов.

Датчики должны быть работоспособны при длительном воздействии параметров открытого космоса, таких как:

- радиационные пояса Земли;
- галактические космические лучи;
- солнечные космические лучи;
- магнитосферная плазма;
- метеоритно-техногенные тела;
- высокоэнергетические электроны;
- глубокий вакуум и др.

Кроме того, предъявляются более жесткие требования к энергетическим и габаритномассовым показателям.

К настоящему времени стало совершенно очевидным, что микроэлектронная технология улучшает все типы датчиковой аппаратуры. Это приводит к тому, что датчики, построенные на традиционных принципах преобразования (индуктивный, емкостный, взаимоиндуктивный, вихретоковый, тензорезистивный, пьезоэлектрический и др.), получают возможность дальнейшего развития метрологических и конструкторско-эксплуатационных характеристик.

Отдельно необходимо остановиться на проблеме материалов, используемых при построении ДПА, так как кардинальный прорыв в области повышения качества датчиков в первую очередь связан с применением новых и совершенствованием традиционных конструкционных, функциональных и «интеллектуальных» материалов.

Основное внимание в датчиках физических величин уделяется функциональным материалам, к которым относят материалы, непосредственно участвующие в процессе функционального преобразования входной измеряемой величины в выходную. Процесс преобразования заключается в использовании определенных физических эффектов, присущих данному материалу, для однозначной идентификации входной величины.

На практике известны и находят все большее применение следующие функциональные материалы: сегнетоэлектрические, пьезоэлектрические, пироэлектрические, фотоэлектрохимические, с ионной электропроводностью, со смешанной проводимостью, полупроводниковые, металлические тонкопленочные проводники, сверхпроводящие, магнитные, электрооптические, диэлектрические. В классе функциональных материалов следует отметить достижения в области органических пьезоэлектриков и токопроводящих полимеров.

В настоящее время стремительно развивается совершенно новый класс материалов – так называемые «интеллектуальные» («умные») материалы. Такие материалы характеризуются способностью изменять свойства под действием различных факторов окружающей среды и внешних управляющих воздействий, а также восстанавливать свои свойства после прекращения их действия.

К интеллектуальным материалам относят сплавы с памятью формы, магнитострикционные материалы, магнитные и реологические (обладающие структурной вязкостью) жидкости, электролюминесцирующие материалы, пьезоэлектрики, бифункциональные сополимеры, электропроводящие полимеры и ряд других, которые позволяют изменять свои свойства в режиме реального времени с помощью электрических, тепловых, электромагнитных и иных воздействий.

В отличие от существующих в ракетно-космической промышленности вновь разработанные в ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» (ОАО НИИФИ) системы мониторинга и неразрушающего контроля обладают интеллектуальностью, комплексностью, иерархичностью и реконфигурированной организацией распределенных датчиков физических величин.

Разрабатываемые в настоящее время интеллектуальные системы неразрушающего контроля имеют гибкую архитектуру и формируются по принципу достаточности, позволяющему регламентировать выбор минимального числа интеллектуальных датчиков, обеспечивающих селекцию таких диагностических признаков, которые инвариантны к контролируемой конструкции оборудования и форме связи с параметрами ее технического состояния, что обеспечивает применение стандартных процедур неразрушающего контроля. Система реализует встроенную самодиагностику и контроль состояния программно-аппаратных средств, включая датчики физических величин.

При проектировании всех базовых интеллектуальных систем мониторинга и контроля технически сложных объектов в них были заложены принципы, обеспечивающие возможность адаптации к задачам контроля и мониторинга как объектов РКТ и ВВТ, в том числе новых, так и объектов народного хозяйства (гидросооружений, мостов, тепловых станций, строительных конструкций и т.п.)

Необходимо подчеркнуть, что разработка и производство ДПА для РКТ и ВВТ представляют собой сложнейшие наукоемкие задачи и невозможны без создания новых теорий проектирования, использующих методы математического моделирования, без решения вопросов стандартизации и унификации изделий, без разработки специальных технологий, автоматизации производства и процесса испытаний.

ОАО НИИФИ как единственный исполнитель и головное предприятие по реализации Проекта № 25 Комиссии при Президенте РФ по модернизации и технологическому развитию экономики России «Создание интеллектуальных систем мониторинга и контроля технически сложных объектов» выполняет ОКР «Диагностика» по созданию интеллектуальных систем мониторинга и контроля (СМиК) состояния технически сложных объектов в части работ 2011–2012 гг. по ракетно-космической технике и наземной космической инфраструктуре (НКИ) (при участии Пензенского государственного университета).

Разработаны технический проект на модули и унифицированные ряды мониторинговых датчиков физических величин нового поколения, в том числе интеллектуальных беспроводных: интеллектуальные датчики динамических, акустических давлений, абсолютного, избыточного давления, вибрации, силы, температуры, тока, угла наклона объекта, осевых и радиальных биений, а также контроля газового состава, интеллектуальный дефектоскоп, модуль передачи данных с радиоканалом.

Выполнены технические проекты на базовые объектовые интеллектуальные системы мониторинга и контроля состояния типовых ТСО РКТ и НКИ:

 – СМиК наземной безопасности агрегатов систем и сооружений стартового комплекса СК 17П32-6;

– СМиК визуализации и регистрации результатов выполнения операций технологических графиков подготовки и пуска РКН типа «Союз-2» с РБ «Фрегат»;

 – СМиК состояния ТСО НКИ на основе датчиков физических величин нового поколения на испытательном стенде ФКП «НИЦ РКП», энергоснабжения и жизнеобеспечения комплексов НКИ;

- базовая бортовая объектовая интеллектуальная СМиК РКТ (РН и РБ);

- СМиК технического состояния двигателя при огневых стендовых испытаниях;

- СМиК технического состояния космических аппаратов;

- система неразрушающего контроля (СНК) ТСО НКИ.

Отличительными от существующих систем мониторинга и контроля особенностями созданных базовых объектовых интеллектуальных систем мониторинга и контроля типовых TCO PKT и НКИ являются следующие:

• Для мониторинга и контроля наземной безопасности агрегатов, систем и сооружений стартового комплекса СК 17П32-6:

1) локализация аварийной ситуации и прекращение ее развития;

2) диагностика и удаленное конфигурирование датчиков;

3) передача данных по радиоканалам, оптоволоконной линии связи, скоростной сети Ethernet;

4) сопряжение с существующими и перспективными системами регистрации и визуализации.

Новизна разрабатываемых СМиК заключается в многоуровневой иерархической структуре реконфигурируемой системы, построенной с использованием современных методов и средств моделирования, реализации технически сложного объекта как комплексного объекта измерения, реализующего многокритериальное регулирование.

• Для мониторинга, контроля, регистрации результатов выполнения операций технологических графиков подготовки и пуска РКН «Союз-2» с РБ «Фрегат»:

1) автоматический отбой или остановка процесса подготовки в случае возникновения аварийной ситуации;

2) переход на режим управления выходом из аварийной ситуации, ее локализацией и прекращением развития;

3) контроль хода и параметров процесса подготовки и пуска и состояния участвующего в этом процессе оборудования и систем;

4) прием сообщений от исполнительных органов управляемых элементов, систем и агрегатов об исполнении команд, включая и ручные операции;

5) оперативное отображение и регистрация контрольных параметров процесса подготовки и состояния контролируемого оборудования и систем, а также результатов счета, обработки и логических операций;

6) оперативная сигнализация отклонений параметров процесса подготовки от нормального хода, возникновения аварийных ситуаций и отказов (неисправностей) бортовых и наземных систем;

7) отображение рекомендаций по выходу из аварийных ситуаций и устранению отказов (неисправностей);

8) обработка и анализ контролируемых параметров процесса подготовки и состояния бортовых систем РКН и наземных систем и агрегатов технических и стартовых комплексов;

9) определение (распознавание; идентификация) отклонений от нормального хода процесса подготовки, в том числе приводящих к аварийным ситуациям;

10) прогнозирование развития технологического процесса подготовки и состояния участвующих в этом процессе систем и оборудования.

• Для мониторинга, контроля, визуализации результатов контроля состояния (критических параметров) технически сложных устройств для руководителя работ при испытаниях и штатной эксплуатации составных частей РКН «Союз-2» с РБ «Фрегат»:

1) прием от СМиК сообщений о результатах выполнения технологических операций, включая и ручные операции, и физических значениях параметров технологического процесса;

2) анализ полученных данных с целью выявления технических неисправностей оборудования (агрегатов, систем и др.) и отклонений от нормального хода процесса подготовки, в том числе приводящих к аварийным ситуациям;

3) контроль хода и параметров процесса подготовки и пуска и состояния участвующих в этом процессе оборудования и систем;

4) оперативное отображение и регистрация контрольных параметров процесса подготовки и состояния контролируемого оборудования и систем, а также результатов счета, обработки и логических операций;

5) оперативная сигнализация отклонений параметров процесса подготовки от нормального хода, возникновения аварийных ситуаций и отказов (неисправностей) бортовых и наземных систем;

6) отображение подсказывающей информации (рекомендаций) по выходу из аварийных ситуаций и устранению отказов (неисправностей);

7) прогнозирование развития технологического процесса подготовки и состояния участвующих в этом процессе систем и оборудования.

• Для мониторинга и контроля состояния стартовых агрегатов и систем на испытательном стенде ФКП «НИЦ РКП»:

1) сбор данных с мониторинговых датчиков о состоянии стартовых агрегатов и систем, их обработка, сжатие, документирование, архивирование и хранение;

2) анализ полученных данных с целью выявления технических неисправностей оборудования (агрегатов, систем, конструкций и др.);

3) представление информации пользователям о текущем состоянии объектов мониторинга, возникновении угроз, критических ситуаций и аварий;

4) прогнозирование остаточного на текущий момент времени ресурса стартовых агрегатов и систем;

5) формирование перечня составных частей стартовых агрегатов и систем, требующих выполнения ремонтно-восстановительных работ;

6) прогноз возможных аварий с выработкой рекомендаций, направленных на их предотвращение и минимизацию ущербов;

7) поддержка принятия оперативных решений, обеспечивающих наилучший в сложившихся обстоятельствах выход из предаварийных ситуаций (вплоть до приостановки работ).

• Для мониторинга и контроля систем электроснабжения и жизнеобеспечения комплексов ракетно-космической техники и наземной космической инфраструктуры:

1) сбор данных датчиками физических величин о техническом состоянии технически сложных объектов наземной космической инфраструктуры, их обработка, сжатие, архивирование, хранение и передача в каналы связи;

2) анализ полученных данных с целью выявления технических неисправностей оборудования (агрегатов, систем, конструкций и др.) и нарушений технологических процессов функционирования TCO;

3) представление информации о текущем техническом состоянии TCO в пункты мониторинга (ПМ) и (или) эксплуатирующему персоналу;

документирование и архивирование данных о техническом состоянии TCO;

5) передача информации в ПМ и (или) эксплуатирующему персоналу о техническом состоянии ТСО при угрозе возникновения критических ситуаций и аварий, а также в соответствующие центры системного мониторинга и оперативного управления;

6) получение информации о состоянии ТСО НКИ и бортовых технологических систем РКТ в необходимом количестве и качестве для обеспечения наблюдаемости их технического состояния.

Для мониторинга и контроля ракетно-космической техники (РН и РБ):

1) диагностика бортового оборудования летательного объекта в реальном масштабе времени, передача информации по радиоканалу;

2) реализация модуля ЭВМ на платформе прикладных процессоров ОМАР (система на кристалле), позволяющего повысить производительность, снизить энергопотребление, повысить надежность.

Разработанная распределенная ультразвуковая СНК позволяет определять наличие дефектов в элементах конструкций, отличается принципиально новой методикой электронного управления сканирующего луча и применением фазированных решеток, с помощью которых возможно получать объемное изображение дефекта с размерами на отдельных напряженных элементах конструкций НКИ.

Отличительными особенностями разработанных датчиков и систем диагностики на их основе для ракетных двигателей типа РД191 ОАО НПО «Энергомаш» является то, что созданные унифицированные технические решения могут быть с незначительной доработкой, например в части изменения установочных размеров, использованы при разработке датчиков для серии создаваемых и модернизируемых двигателей ОАО «Конструкторское бюро химавтоматики» (ОАО КБХА) – РД 0146 (на жидких кислороде и водороде для разгонных блоков) и РД0124, РД0124А (на жидком кислороде и керосине для ракет-носителей «Союз-2» и «Ангара»). С ОАО КБХА и ОАО НПО «Энергомаш» согласованы технические задания на разработку ряда датчиков и систем для данных двигателей.

В рамках выполнения Президентского проекта созданы новые базовые прогрессивные технологии изготовления интеллектуальных датчиков физических величин на основе микромеханики и нанотехнологий, а также процессы автоматизированной сборки и программирования электронных блоков.

Внедрение вновь разработанных технологий позволяет перейти на новый уровень разработки интеллектуальных датчиков и на их основе интеллектуальных систем мониторинга и контроля технически сложных объектов.

При выполнении работ в рамках ОКР «Диагностика» в диссертационном совете Пензенского государственного университета четыре целевых аспиранта от ОАО НИИФИ защитили диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по направлениям исследований:

 высокоточные низкочастотные акселерометры для систем управления движением изделий ракетно-космической техники;

- измерительные цепи емкостных МЭМС-датчиков для ракетно-космической техники;

- цифровые вторичные преобразователи для емкостных датчиков давления;

- вторичные преобразователи для тензометрических датчиков давления.

Следует отметить, что разрабатываемые СМиК и в целом Проект № 25 соответствуют «Перечню приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации», утвержденному Указом Президента от 07.07.2011 № 899 (п. «Информационнотелекоммуникационные системы», подп. 1, 13, 14, 21 перечня критических технологий).

Научно-технологический задел, полученный при создании интеллектуальных распределенных датчиков и СМиК, позволяет перейти к задачам создания инновационных технологий интеллектуальных базовых несущих и модульных металлических и неметаллических конструкций с монтируемыми (встроенными) распределенными сенсорными сетями и реконфигурируемыми системами мониторинга и контроля их состояния в изделиях РКТ и объектах НКИ, а также их диверсификации в другие отрасли экономики по созданию «умных» конструкций при строительстве и эксплуатации зданий, сооружений и других объектов инфраструктуры России.

Рассмотренная выше концепция создания интеллектуальных датчиков и систем мониторинга и контроля состояния техники и объектов инфраструктуры формируется на основе современных мировых тенденций развития интеллектуальных информационно-управляющих систем с учетом «Основ политики РФ в области развития науки и технологий на период до 2020 г. и дальнейшую перспективу» и крайне нуждается в ускорении своего развития.

#### Дмитриенко Алексей Геннадьевич

кандидат технических наук, генеральный директор, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: niifi@sura.ru

#### Волчихин Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор, ректор, Пензенский государственный университет E-mail: rektorat@pnzgu.ru

#### Блинов Александр Вячеславович

кандидат технических наук, заместитель генерального директора по научной работе, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: niifi@sura.ru

#### Ломтев Евгений Александрович

доктор технических наук, профессор, советник ректора, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Dmitrienko Aleksey Gennad'evich

candidate of technical sciences, director general, Research Institute of Physical Measurements

#### Volchikhin Vladimir Ivanovich

doctor of technical sciences, professor, rector, Penza State University

#### Blinov Aleksandr Vyacheslavovich

candidate of technical sciences, deputy general director for scientific activity, Research Institute of Physical Measurements

#### Lomtev Evgeniy Aleksandrovich

doctor of technical sciences, professor, advisor to the rector, Penza State University

УДК 681.586

### Дмитриенко, А. Г.

Тенденции развития датчиковой аппаратуры и систем измерения, мониторинга, контроля и диагностики технически сложных объектов на ее основе / А. Г. Дмитриенко, В. И. Волчихин, А. В. Блинов, Е. А. Ломтев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 6–12.

УДК 681.518.3, 514:681.323/043.3/

### С. А. Прохоров АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

### S. A. Prohorov

### APPROXIMATIVE ANALYSIS OF PROBABILISTIC CHARACTERISTICS OF RANDOM PROCESSES

Аннотация. Описаны основные результаты в области прикладного анализа случайных процессов, временных рядов и потоков событий. Выделена проблема и описаны главные этапы аппроксимативного анализа вероятностных характеристик для произвольной вероятностной характеристики. Указаны результаты, полученные в ходе исследований в области разработки технологии и ПО автоматизированных систем прикладного анализа случайных процессов, содержащие математическое описание, методы и алгоритмы моделирования случайных процессов, потоков событий и неэквидистантных временных рядов; методы и алгоритмы анализа законов распределения, характеристических функций, корреляционно-спектральных функций, структурных функций; решение задач вторичной обработки временных рядов, включающих идентификацию случайных процессов по виду функциональной характеристики, аппроксимацию законов распределения, характеристических, корреляционных, структурных функций, спектральных плотностей мощности параметрическими моделями, представляющими собой как функции заданного вида, так и ортогональные функции экспоненциального типа. Приведено описание комплексов автоматизированных систем, позволяющих решать разнообразные прикладные задачи анализа случайных процессов и временных рядов. Даны также примеры реальных задач, при решении которых использовались указанные методы и алгоритмы прикладного анализа случайных процессов: в физике, акустике, океанологии, медицине, машиностроении и в других областях, где необходима обработка случайных процессов с различными характеристиками.

A b s t r a c t. The article describes the main results obtained in the field of application analysis of random processes, time series and flows of events. It highlights the issue and describes the main stages of approximative analysis of probabilistic characteristics. It briefly specifies the results obtained in the course of research works in the field of development of technology and software for automated systems of random processes application analysis, including: mathematical description, methods and algorithms of simulation of random processes, flows of events and nonuniform time series; methods and algorithms of analysis of distribution laws, characteristic functions, correlation and spectral functions, structural functions; and solution of problems of secondary processing of time series, including identification of random processes in terms of the type of functional characteristic, approximation of distribution laws, characteristic, correlation and structural functions, power spectral density, by means of parametric models, which are the functions of given type as well as the orthogonal functions of exponential type. It gives the description of functionality of the automated systems set enabling to solve different application problems of analysis of random processes and time series. The article also describes the examples of real problems which solution involved the specified methods and algorithms of application analysis of random processes: in physics, acoustics, oceanology, medicine, machine engineering and other fields where the researchers face the necessity to process random processes with various characteristics.

**Ключевые слова**: случайные процессы, случайные потоки, ортогональные функции, корреляционно-спектральный анализ, временные ряды, автоматизированная система.

*K* e y w o r d s: stochastic processes, stochastic flows, orthogonal functions, correlation-spectral analysis, time series, automated systems.

При проведении научных исследований, комплексных испытаний с помощью средств информационно-измерительной техники исследователь получает случайный сигнал  $x(t, \overline{\Theta})$ , характеристики которого  $\overline{\Theta}$  подлежат определению.

Все вероятностные характеристики, определяемые во временной области, можно условно разделить на характеристики положения и формы кривой распределения вероятностей случайного процесса и характеристики взаимосвязи (рис. 1).



Рис. 1. Классификация вероятностных характеристик

При этом наиболее часто определяются (в порядке возрастания материальных и вычислительных затрат):

- числовые характеристики случайного процесса;
- авто- и взаимные корреляционные функции;
- спектральные плотности мощности;
- законы распределения.

На основании общей теории статистических измерений [1] измеряемая вероятностная характеристика определяется как предел выборочного среднего функционально преобразованного случайного процесса:

$$\Theta[X(t)] = \lim_{d \to \infty} S_d g[x_j(t)], \qquad (1)$$

где  $\Theta$  – измеряемая вероятностная характеристика;  $S_d$  – оператор идеального усреднения; d – параметр усреднения (время *T*, совокупность реализаций *N* или время и совокупность реализаций *TN*); g – оператор, представляющий собой преобразования, лежащие в основе определения вероятностной характеристики  $\Theta$ ;  $x_i(t) - j$ -я реализация случайного процесса.

На практике исследователь имеет дело с ограниченной совокупностью выборочных данных (результатов измерения):

$$\widehat{\Theta}\left[X(t)\right] = S_d g\left[x_j(t)\right] \quad (j = 1, 2, ..., N).$$
<sup>(2)</sup>

Следующим шагом является построение математической модели анализируемой вероятностной функциональной характеристики в виде параметрической модели. Необходимо отметить, что модель должна сохранять основные свойства анализируемой характеристики, особенно условие нормировки [1].

Учитывая большое разнообразие функциональных вероятностных характеристик, наиболее целесообразно искать их модель в виде ряда в том или ином ортогональном базисе  $\psi_k(x, \alpha/\gamma)$  с весом  $\mu(x)$ , где  $\alpha/\gamma$  – параметр масштаба [1].

Представим модель вероятностной функциональной характеристики в виде

$$f(x) = \sum_{k=0}^{m} \beta_k \Psi_k (x, \alpha / \gamma); \qquad (3)$$

$$\int_{a}^{b} \Psi_{k}(x,\alpha/\gamma) \Psi_{n}(x,\alpha/\gamma) \mu(x) dx = \begin{cases} \left\|\Psi_{k}\right\|^{2}, \text{ если } k = n; \\ 0, \text{ если } k \neq n. \end{cases}$$

Для минимизации квадратической погрешности приближения

$$\Delta = \int_{a}^{b} \left[ f(x) - \sum_{k=0}^{m} \beta_{k} \psi_{k} (x, \alpha / \gamma) \right] \mu(x) dx = \min$$
(4)

лишь коэффициенты разложения – коэффициенты Фурье – с учетом свойств ортогональных функций автоматически определяются выражением

$$\beta_{k} = \frac{1}{\|\Psi_{k}\|} \int_{a}^{b} f(x) \Psi_{k}(x, \alpha / \gamma) \mu(x) dx.$$
(5)

Для определения же остальных параметров модели следует решать дополнительные задачи.

Таким образом, для построения ортогональной модели необходимо:

- 1) выбрать ортогональный базис  $\psi_k(x, \alpha / \gamma)$ ;
- 2) определить численное значение параметра масштаба  $\alpha / \gamma$ ;
- 3) определить коэффициенты разложения  $\beta_k$ ;
- 4) определить количество членов разложения ряда (3);

5) определить корректирующие коэффициенты, обеспечивающие выполнение моделью основных свойств вероятностной функциональной характеристики, как правило, условия нормировки [1].

Графическая интерпретация аппроксимативного анализа вероятностных характеристик случайных процессов представлена ниже:

$$\left\{x_{j}(t)\right\}_{j=0\ldots N}^{t\in[0,Tj]} \implies \left\{x_{ji}, t_{ji} / \Delta t_{ji}\right\}_{j=0\ldots N}^{i=1,M j} \implies \Theta\left[X(t)\right] = S_{d}g\left[\left\{x_{ji}, t_{ji} / \Delta t_{ji}\right\}_{j=0\ldots N}^{i=1\ldots M j}\right],$$

где  $\left\{ x_{ji}, t_{ji} \mid \Delta t_{ji} \right\}_{j=0...N}^{i=1,M j}$  – временной ряд.

Аппроксимативный корреляционно-спектральный анализ случайных процессов

$$\Theta\left[X(t)\right] = \sigma_x^2 \rho_x(\tau);$$

Аппроксимативный анализ взаимных корреляционно-спектральных характеристик случайных процессов

В работах [1–6] рассматриваются особенности построения ортогональных моделей вероятностных функциональных характеристик случайных процессов и временных рядов как во временной, так и в частотных областях:

1) корреляционных и взаимных корреляционных функций;

- 2) интервалов корреляции;
- 3) спектральных и взаимных спектральных плотностей мощности;

4) спектральных функций;

5) эквивалентной ширины спектральной плотности мощности;

6) структурных и взаимных структурных функций;

7) плотностей распределения вероятностей;

8) функций распределения;

9) характеристических функций.

Разработанные алгоритмы для определения параметров ортогональных моделей легли в основу созданных автоматизированных систем для аппроксимативного анализа вероятностных характеристик случайных процессов, потоков событий, неэквидистантных временных рядов [1–5].

Разработанные системы применялись для аппроксимативного анализа:

- 1) гидрологических параметров в открытой части Балтийского моря;
- 2) звукопоглощающих характеристик самолетных конструкций;

3) амортизаторов передней подвески автомобилей;

4) электрических сигналов нейронов, нервов и мышц;

5) вариабельности сердечного ритма;

6) импульсных и частотных характеристик динамических систем;

7) котировок акций топливно-энергетических компаний;

8) температурных полей камер сгорания.

#### Список литературы

- 1. Прикладной анализ случайных процессов / под ред. С. А. Прохорова. Самара : СНЦ РАН, 2007. 582 с.
- 2. Прохоров, С. А. Прикладной анализ неэквидистантных временных рядов / С. А. Прохоров. – Самара : Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2001. – 375 с.
- Прохоров, С. А. Аппроксимативный анализ случайных процессов / С. А. Прохоров. 2-е изд., перераб. и доп. – Самара : СНЦ РАН, 2001. – 380 с.
- Прохоров, С. А. Моделирование и анализ случайных процессов : лаб. практикум / С. А. Прохоров. – 2-е изд., перераб. и доп. – Самара : СНЦ РАН, 2002. – 277 с.
- Автоматизированные системы аппроксимативного анализа случайных процессов / под ред. С. А. Прохорова. – Самара : Самар. гос. аэрокосм. ун-т, 2010. – 27 с.
- 6. URL: http://www.ssau.ru/resources/sotrudniki/prohorov/11/

#### Прохоров Сергей Антонович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационных систем и технологий, Самарский государственный аэрокосмический университет им. академика С.П. Королева E-mail: sp@smr.ru

#### **Prokhorov Sergey Antonovich**

doctor of technical sciences, professor, head of sub-department of information systems and technology, Samara State Aerospace University named after S. P. Korolev УДК 681.518.3, 514:681.323/043.3/

Прохоров, С.А.

Аппроксимативный анализ вероятностных характеристик случайных процессов / С. А. Прохоров // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 13–17.

УДК 53.083

### В. В. Алексеев, В. С. Коновалова, И. В. Калякин

## РЕАЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. АЛГОРИТМ СКОЛЬЗЯЩЕГО

### V. V. Alekseev, V. S. Konovalova, I. V. Kalyakin

### REALIZATION OF DISCRETE WAVELET TRANSFORM IN REAL TIME. MOVING ALGORITHM

**Аннотация**. Рассмотрен скользящий алгоритм, реализующий вейвлет-преобразование в режиме реального времени. Предложены схема работы алгоритма и его математическое описание. Определены требования к динамическим характеристикам измерительного канала, базирующиеся на значениях выражений, полученных для оценки объемов вычислений алгоритмов скользящего дискретного вейвлет-преобразования.

*A b s t r a c t*. Moving algorithm implementing wavelet transform in real time surveyed. The scheme of operation of algorithm and its mathematical exposition is offered. Demands to dynamic characteristics of the measuring channel, basing on meanings of the expressions obtained for an estimation of sizes of evaluations of algorithms of moving discrete wavelet transform are defined.

**Ключевые** слова: дискретное вейвлет-преобразование, алгоритм скользящего, измерительный канал.

*K e y w o r d s*: discrete wavelet transform, moving algorithm, measuring channel.

В настоящее время как в нашей стране, так и за рубежом наблюдается активное внедрение дискретного вейвлет-преобразования (ДВП) во все отрасли науки и техники. Современные информационно-измерительные системы представляют собой сложный аппаратнопрограммный комплекс, включающий в себя большое количество измерительной, обрабатывающей и управляющей техники. Хранение всей измерительной информации (для последующей обработки) зачастую требует слишком больших аппаратных затрат, а иногда и вовсе не возможно, так как требуется принимать управляющие решения незамедлительно. Классическое ДВП работает с конечной выборкой, т.е. не может быть реализовано в режиме реального времени [1]. В связи с этим возникла необходимость разработки алгоритма, работающего в режиме реального времени, сокращающего объемы вычислений и не теряющего точности по отношению к классическому ДВП.

Разработанный скользящий алгоритм ДВП можно разделить на три части:

1. Скользящий алгоритм дискретного вейвлет-разложения.

2. Алгоритм выделения и обработки пороговыми функциями нужных коэффициентов разложения (аппроксимирующих и детализирующих).

3. Скользящий алгоритм дискретного вейвлет-восстановления.

#### Скользящий алгоритм дискретного вейвлет-разложения

Для исключения влияния краевого эффекта на результаты анализа производится набор «Начального участка» – массива измерений, необходимого для первого шага анализа по всем уровням. Длительность «Начального участка»  $Q_{n,r}$  определяется размером вейвлета  $n_r$  и не-

обходимым уровнем разложения *r*. Объем выборки измерительного сигнала, необходимый для получения первого неискаженного отсчета на *r*-м уровне разложения, может быть получен на основе следующих рассуждений.

На первом шаге разложения длина достоверных векторов аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов составляет

$$Q_1 = \frac{D - n_v}{2},$$

где D – длительность исходного сигнала. Первое значение аппроксимирующего или детализирующего коэффициента получается при использовании  $n_v$  отсчетов исходного сигнала, дальнейшие коэффициенты рассчитываются с включением двух следующих отсчетов исходного сигнала. Значение  $Q_1$  округляется в меньшую сторону.

Второй шаг разложения:

$$Q_2 = \frac{Q_1 - n_v}{2} = \frac{\frac{D - n_v}{2} - n_v}{2} = \frac{D - (1 + 2)n_v}{2^2} = \frac{D - (2^0 + 2^1)n_v}{2^2}.$$

Третий шаг разложения:

$$Q_3 = \frac{Q_2 - n_v}{2} = \frac{\frac{D - (2^0 + 2^1)n_v}{2} - n_v}{2} = \frac{D - (2^0 + 2^1 + 2^2)n_v}{2^3}.$$

Четвертый шаг разложения

$$Q_4 = \frac{Q_3 - n_v}{2} = \frac{\frac{D - (2^0 + 2^1 + 2^2)n_v}{2} - n_v}{2} = \frac{D - (2^0 + 2^1 + 2^2 + 2^3)n_v}{2^4}.$$

Некоторый к-й шаг разложения

$$Q_{k} = \frac{Q_{k-1} - n_{v}}{2} = \frac{D - (2^{0} + 2^{1} + \dots + 2^{k-1})n_{v}}{2^{k}} = \frac{D - \sum_{j=0}^{k-1} 2^{j} n_{v}}{2^{k}}.$$

Таким образом, если предположить, что при разложении *r*-го уровня вычисляется только одна точка, можно получить искомое  $Q_{n,r}$ :

$$Q_{n_v,r} = 2^r + \sum_{j=0}^{r-1} 2^j n_v$$

Алгоритм скользящего ДВП разложения 1-го уровня в режиме реального времени: 1. Для каждого второго отсчета выборки  $\mathbf{X} = \{x_i\}$  формируется вектор длительностью  $n_v$ :

$$\mathbf{X}_{i} = \left\{ x_{i-n_{v}+1}, x_{i-n_{v}+2}, \dots, x_{i} \right\}.$$

2. Осуществляется свертка вектора  $X_i$  с базисными функциями – вычисление одного отсчета 1-го уровня разложения [2, 3]:

$$l_{i_1}^1 = \mathbf{X}_i \times \phi^{\mathrm{T}}; \quad h_{i_1}^1 = \mathbf{X}_i \times \Psi^{\mathrm{T}},$$

где  $i_1 = (i - n_v)/2$ ;  $\phi^{T}$  и  $\Psi^{T}$  – векторы базисных функций разложения.

Полученные результаты:  $l_{i_1}^1$  является элементом вектора аппроксимирующих коэффициентов разложения 1-го уровня  $\mathbf{L}_1 = \{l_1^1, l_2^1, ..., l_{i_1}^1\}; h_{i_1}^1 - элементом вектора детализирующих ко$  $эффициентов разложения 1-го уровня <math>\mathbf{H}_1 = \{h_1^1, h_2^1, ..., h_{i_1}^1\}.$ 

Схематически алгоритм разложения представлен на рис. 1.



Рис. 1. Схема алгоритма скользящего дискретного вейвлет-разложения

На следующих уровнях разложения алгоритм аналогичен первому уровню разложения, т.е. для каждого второго рассчитанного значения аппроксимирующего коэффициента предыдущего уровня выделяется выборка длительностью  $n_v$ , после чего производятся свертка с базисными функциями вейвлет-разложения и вычисление по первому отсчету аппроксимирующего и детализирующего коэффициентов. Пропуск одного отсчета после свертки позволяет сократить ненужные вычисления, так как в классическом варианте результаты этих вычислений отбрасываются при «прореживании».

Рассчитанные значения детализирующих и аппроксимирующих коэффициентов объединяются в векторы. Для удобства возможен следующий вариант записи:

$$W\{\mathbf{X}\} = \begin{cases} \mathbf{0} & \mathbf{H}_{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_{2} \\ \vdots \\ \mathbf{L}_{r} & \mathbf{H}_{r} \end{cases};$$
$$\mathbf{L}_{1} = \mathbf{X} \times \mathbf{\phi}, \quad \mathbf{L}_{r} = \mathbf{L}_{r-1} \times \mathbf{\phi};$$
$$\mathbf{H}_{1} = \mathbf{X} \times \Psi, \quad \mathbf{H}_{r} = \mathbf{L}_{r-1} \times \Psi$$

### Алгоритм выделения и обработки пороговыми функциями нужных коэффициентов разложения

Соотношение исследуемого сигнала и базовой функции вейвлета определяет индексы нужных для восстановления детализирующих коэффициентов разложения. Исходя из этого вводятся множители  $\beta$ : для нужных детализирующих коэффициентов множитель  $\beta = 1$ , для остальных  $\beta = 0$ :

0	$\mathbf{H}_1 \beta_1$
0	$\mathbf{H}_2\beta_2$
0	[.
$\mathbf{L}_r \mathbf{\beta}_{r+1}$	$\mathbf{H}_r \mathbf{\beta}_r$

Для постоянной подстройки под изменяющийся сигнал пороговые значения находятся скользящим образом. Определяется объем скользящего окна  $n_{\sigma}$ , в котором производится вычисление среднеквадратического отклонения для значений *k*-го детализирующего коэффициента:

$$\sigma_{i_k} = \sqrt{\frac{1}{n_{\sigma} - 1} \sum_{j=i_k - n_{\sigma}}^{n_{\sigma}} \left(h_j^k - \frac{1}{n_{\sigma}} \sum_{j=i_k - n_{\sigma}}^{n_{\sigma}} h_j^k\right)^2}$$

Пороговой обработке подвергаются только детализирующие коэффициенты. Пороговая обработка для некоторого *k*-го детализирующего коэффициента будет выглядеть следующим образом:

$$\alpha_{k} \left\{ \mathbf{H}_{k} \right\} = \begin{cases} \text{если } h_{i_{k}}^{k} \geq \xi_{i_{k}}, & h_{i_{k}}^{k} = h_{i_{k}}^{k} \\ \text{если } h_{i_{k}}^{k} < \xi_{i_{k}}, & h_{i_{k}}^{k} = 0, \end{cases}$$

где значение порога  $\xi_{i_k} = g_k \sigma_{i_k}$ , а значение множителя  $g_k$  выбирается после анализа функции распределения шумовой составляющей исследуемого детализирующего коэффициента и устанавливается исходя из вероятности отсечения шума.

После проведения пороговой обработки реализуется скользящий алгоритм вейвлетвосстановления.

### Скользящий алгоритм дискретного вейвлет-восстановления

Алгоритм восстановления аналогичен алгоритму разложения. Восстановление происходит после обработки пороговыми функциями, следовательно, начальная выборка будет набрана.

Алгоритм восстановления *k*-го уровня в режиме реального времени:

1. Из рассчитанных аппроксимирующих и обработанных пороговой функцией детализирующих коэффициентов уровня набираются выборки длительностью  $n_{\nu/2}$ :

$$\mathbf{L}_{i_{k}}^{*k} = \left\{ l_{i_{k}}^{*k}, \frac{n_{\nu}}{2} + 1, l_{i_{k}}^{*k}, \frac{n_{\nu}}{2} + 2, \dots, l_{i_{k}}^{*k} \right\} \mathbf{H} \mathbf{H}_{i_{k}}^{*k} = \left\{ h_{i_{k}}^{*k}, \frac{n_{\nu}}{2} + 1, h_{i_{k}}^{*k}, \frac{n_{\nu}}{2} + 2, \dots, h_{i_{k}}^{*k} \right\}.$$

Схематически алгоритм восстановления представлен на рис. 2.



Рис. 2. Схема алгоритма скользящего дискретного вейвлет-восстановления

2. Выборки дополняются нулями до объема  $n_v$ :

$$\mathbf{L}_{i_{k}0}^{k} = \left\{ 0, l_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, l_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, \dots, 0, l_{i_{k}}^{k} \right\} \times \mathbf{H}_{i_{k}0}^{k} = \left\{ 0, h_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, h_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, \dots, 0, h_{i_{k}}^{k} \right\};$$
$$\mathbf{L}_{0i_{k}}^{k} = \left\{ l_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, l_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, \dots, 0, l_{i_{k}}^{k}, 0 \right\} \times \mathbf{H}_{0i_{k}}^{k} = \left\{ h_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, h_{i_{k}-\frac{n_{v}}{2}+1}^{k}, 0, \dots, 0, h_{i_{k}}^{k}, 0 \right\}.$$

3. Производится свертка с обратными базисными функциями  $(\phi^{-1})^{T}$  и  $(\Psi^{-1})^{T}$  – вычисляются два аппроксимирующих коэффициента предыдущего уровня:

$$l_{i_{(k-1)}}^{*(k-1)} = \mathbf{L}_{0i_{k}}^{*k} \times \left(\phi^{-1}\right)^{\mathrm{T}} + \mathbf{H}_{0i_{k}}^{k} \times \left(\Psi^{-1}\right)^{\mathrm{T}} \bowtie l_{i_{(k-1)}+1}^{*(k-1)} = \mathbf{L}_{i_{k}0}^{*k} \times \left(\phi^{-1}\right)^{\mathrm{T}} + \mathbf{H}_{i_{k}0}^{k} \times \left(\Psi^{-1}\right)^{\mathrm{T}}.$$

Из рассчитанных коэффициентов формируется вектор аппроксимирующих коэффициентов (*k*-1)-го уровня:

$$\mathbf{L}_{k-1}^{*} = \left\{ l_{1}^{*(k-1)}, \dots, l_{i_{k-1}-1}^{*(k-1)}, l_{i_{k-1}-1}^{*(k-1)}, l_{i_{k-1}+1}^{*(k-1)} \right\}.$$

После восстановления разложенного сигнала можно произвести измерение искомых параметров.

#### Оценка объемов вычислений

Для реализации разработанного алгоритма на процессоре необходимо предъявить некоторые требования к вычислительной мощности процессора. Для этого требуется оценить объем вычислений за заданный интервал времени (шаг дискретизации).

При данном методе разложения максимальное значение операций для вычисления всех аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов до *r*-го уровня (между двумя отсчетами измерительного сигнала) может быть выражено следующей формулой (для удобства оценки под одной операцией подразумеваются одна операция сложения и одна операция умножения):

$$O_{rv} = 2n_v r$$

Оценить максимальный объем вычислений при восстановлении сигнала, которые должны быть произведены при вычислении одной новой точки на k уровне, можно по следующей формуле:

$$O_{r\mathbf{B}} = 4n_{v}\sum_{k=1}^{r} 2^{k}$$

Таким образом, объем вычислений, которые должны быть произведены между двумя отсчетами измерительного сигнала,

$$O_r = 2n_v r + 4n_v \sum_{k=1}^r 2^k = 2n_v (1 + 2\sum_{k=1}^r 2^k).$$

Пример: Рассмотрим объем необходимых вычислений для реализации 7-уровневого ДВП при длительности базисной функции вейвлета в 14 отсчетов, при частоте измерений 4 кГц.

$$n_v = 14, r = 7, f = 4$$
 кГц;

$$O_{rp} = 2n_v r = 2 \cdot 14 \cdot 7 = 196; \quad O_{rB} = 4n_v \sum_{k=1}^r 2^k = 4 \cdot 14 \cdot \sum_{k=1}^7 2^k = 14224; \quad O_r = O_{rp} + O_{rB} = 14420.$$

Допустим, что на выполнение управляющих операций требуется приблизительно 30 % от общего количества вычислений:  $O_r = 18746$ .

Таким образом, необходимо выполнять операции с частотой: 18 746.4 кГц ≈ 75 МГц.

Тактовая частота современных процессоров в основном составляет 1,0–4 ГГц, следовательно, реализацией разработанного алгоритма процессор не нагружен и на 10 %.

#### Выводы

1. Разработан алгоритм скользящего, позволяющий реализовать ДВП в режиме реального времени в информационно-измерительных системах.

2. Предложена методика определения требований к динамическим характеристикам измерительного канала, обеспечивающая проведение вейвлет-анализа в режиме реального времени.

#### Список литературы

- Алексеев, В. В. Применение вейвлет-преобразования в измерительном канале / В. В. Алексеев, В. С. Коновалова // Труды Международной научно-технической конференции «Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации "Шляндинские чтения–2010"» (Пенза, 20–22 октября). – Пенза, 2010. – С. 18–22.
- Алексеев, В. В. Алгоритм скользящего вейвлет-преобразования для обработки сигнала в реальном времени / В. В. Алексеев, В. С. Коновалова, И. В. Калякин // Сборник докладов XIV Международной конференции по мягким вычислениям и измерениям (23–25 июня 2011 г.). – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – С. 75–81.
- 3. Алексеев, В. В. Алгоритм измерения параметров аномального сигнала с использованием скользящего вейвлет-преобразования / В. В. Алексеев, В. С. Коновалова, И. В. Калякин // Материалы Международного конгресса «Цели развития тысячелетия и инновационные принципы устойчивого развития арктических регионов России» // Наукоемкие и инновационные технологии в решении проблем прогнозирования и предотвращения чрезвычайных ситуаций и их последствий : науч.-практ. конф. СПб., 2011. С. 66–73.

#### Алексеев Владимир Васильевич

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационно-измерительных систем и технологий, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) E-mail: VVAlekseev@mail.eltech.ru

#### Коновалова Вера Сергеевна

ассистент, кафедра информационно-измерительных систем и технологий, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) E-mail: VSKonovalova@inbox.ru

#### Калякин Иван Валерьевич

аспирант, кафедра информационно-измерительных систем и технологий, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина) E-mail: VSKonovalova@inbox.ru

#### Alekseev Vladimir Vasil'evich

doctor of technical sciences, professor, head of sub-department of information-measuring systems and technologies, Saint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI»

#### Konovalova Vera Sergeevna

assistant, sub-department of information-measuring systems and technologies, Saint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI»

#### Kalyakin Ivan Valer'evich

postgraduate student, sub-department of information-measuring systems and technologies, Saint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI»

УДК 53.083

#### Алексеев, В. В.

Реализация дискретного вейвлет-преобразования в режиме реального времени. Алгоритм скользящего / В. В. Алексеев, В. С. Коновалова, И. В. Калякин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 18–23.

УДК 621.317.33

А.В.Грачев, П.П.Чураков

# АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ ИНВАРИАНТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЕМКОСТИ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

A. V. Grachev, P. P. Churakov

# ERRORS ANALYSIS OF THE INVARIANT CONVERTER CAPACITY MEASURING CIRCUIT WITH CONDUCTOMETRIC SENSOR

**Аннотация**. Проанализированы погрешности активной измерительной схемы (ИС) с дифференциальным операционным усилителем (ОУ). Представлены результаты расчета погрешностей в зависимости от параметров ОУ и неинформативных параметров кондуктометрического датчика (КД).

*A b s t r a c t*. Errors of the active measuring circuit with the differential operational amplifier are considers in this article. The researchers demonstrate errors depending on operational amplifier parameters and not informative parameters of the conductometric sensor.

Ключевые слова: кондуктометрический датчик, инвариантный преобразователь, анализ погрешности.

*K* e y w o r d s: conductometric sensor, invariant converter, analysis of errors.

Инвариантные преобразователи параметров многоэлементных электрических цепей находят все более широкое применение при измерении различных физических величин с помощью параметрических первичных преобразователей, эквивалентные схемы замещения которых представляются многоэлементными электрическими цепями. Метрологические характеристики таких преобразователей определяются погрешностями измерительных схем, служащих для получения активных аналогов пассивных элементов электрических цепей. Это делает актуальным анализ погрешностей измерительных схем.

Анализ погрешностей проведен с использованием теории графов [1] на основе полной эквивалентной схемы дифференциального ОУ [2] и четырехэлементной эквивалентной схемы замещения КД [3].

На рис. 1 представлены конфигурация и граф ИС, широко используемые в инвариантных преобразователях параметров электрических цепей [3]. В ИС инвертирующего типа в эквивалентной схеме ОУ можно не учитывать влияние синфазных составляющих: синфазная проводимость  $g_{c\phi}$  значительно меньше входной проводимости  $g_{Bx}$ , а коэффициент подавления синфазной составляющей очень велик  $M_{c\phi} \rightarrow \infty$ . На рис. 1,6 представлен граф ИС, в которой ОУ не обладает бесконечно большим коэффициентом усиления  $K \neq \infty$  и бесконечно большим входным сопротивлением  $R_{Bx} \neq \infty$  или  $g_{Bx} \neq 0$ . Соответственно, не равны нулю напряжения  $e_{CM} \neq 0$  и входной ток  $i_{Bx} \neq 0$ . Неинвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной через проводимость  $G_3 \neq 0$ . Для упрощения расчетов в этой схеме положим равными нулю выходное сопротивление  $R_{Bux} = 0$ , входную емкость  $C_{Bx} = 0$  и емкость нагрузки  $C_{H} = 0$  ОУ.



$$\begin{split} K \neq \infty \; ; \; R_{\rm BX} \neq \infty \; ; \; e_{\rm CM} \neq 0 \; ; \; i_{\rm BX} \neq 0 \; ; \; R_{\rm BbIX} = 0 \; ; \; C_{\rm H} = 0 \; ; \; G_3 \neq 0 \; ; \; C_{\rm BX} = 0 \; ; \; y_1 = G_{\rm E,I} + G_R + g_{\rm BX} + pC_0 \; ; \\ y_2 = G_3 + g_{\rm BX} \; ; \; y_3 = 1 \; . \end{split}$$

Рис. 1. Принципиальная схема ИС (а) и ее граф (б)

Запишем в операторной форме сигнал ИС:

$$U_{\rm HC}(p) = A_{\rm I}(p) \left[ -U_0 \frac{G_{\rm E,I}}{pC_0} - \frac{i^-}{pC_0} + \left(\frac{G_{\rm E,I}}{pC_0} + 1\right) \times \left(\frac{i^+}{G_3} + e_{\rm CM}\right) \right],\tag{1}$$

где  $G_{\text{ЕД}} = G_1 + pC_1 + p_2C_2G_2/(pC_2 + R_2)$  – проводимость ЕД [4, 5].

Первое слагаемое в квадратных скобках определяет выходное напряжение ИС для идеального ОУ. Остальные слагаемые определяют аддитивные составляющие погрешности ИС. Анализ аддитивных составляющих погрешности проведен в [6].

Для анализа мультипликативных составляющих погрешности ИС необходимо определить зависимость коэффициента  $A_1(p)$  от значений элементов ИС. Этот коэффициент определяется выражением

$$A_{1}(p) = \frac{KG_{3}pC_{0}(pC_{2}+G_{2})}{ap^{2}+bp+c},$$
(2)

где

$$a = C_1 C_2 G_3 + C_1 C_2 g_{\text{BX}} + C_0 C_2 g_{\text{BX}} + K C_0 C_2 G_3;$$
(3)

$$b = C_2 G_1 G_3 + C_1 G_2 G_3 + C_2 G_1 g_{\text{BX}} + C_2 G_2 g_{\text{BX}} + C_2 G_R g_{\text{BX}} + C_0 G_3 G_2 + C_2 G_3 g_{\text{BX}} + K C_0 G_2 G_3;$$
(4)

$$c = G_1 G_2 G_3 + G_1 G_2 g_{\text{BX}} + G_2 G_3 g_{\text{BX}}.$$
 (5)

Воспользуемся формулами обратного преобразования Карсона–Хевисайта [7] и перейдем от изображений к оригиналам:

$$U_{\rm HC}(t) = D \Big[ C_2 \Big( ne^{-nt} - me^{-mt} \Big) + G_2 \Big( e^{-mt} - e^{-nt} \Big) \Big] + E \Big[ C_2 \Big( e^{-mt} - e^{-nt} \Big) + G_2 g/c - G_2 a \Big( me^{-mt} - ne^{-nt} \Big) \Big/ c \Big] + F C_2 \Big( e^{-mt} - e^{-nt} \Big).$$
(6)

В этом выражении

$$D = \left[ C_1 \left( -U_0 G_3 + i^+ + e_{\rm CM} G_3 \right) + C_1 \left( i^+ + e_{\rm CM} G_3 \right) \right] K/g;$$
(7)

$$E = K \left( -U_0 G_3 + i^+ + e_{\rm CM} G_3 \right) \left( G_1 + G_R \right) / g - K G_3 i^-;$$
(8)

$$F = KG_2 \left( -U_0 G_3 + i^+ + e_{\rm CM} G_3 \right) / g;$$
(9)

$$n = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a};$$
 (10)

$$m = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a};\tag{11}$$

$$g = \pm \sqrt{b^2 - 4ac} \ . \tag{12}$$

Упростим полученные выражения, учитывая большое значение коэффициента *К* и входного сопротивления ОУ:

$$a = KC_0C_2G_3; \ b = KC_0G_2G_3; \ c = G_1G_2G_3.$$
(13)

Тогда

$$g = \pm G_2 \sqrt{K^2 C_0^2 G_3^2 - 4K C_0 C_2 G_1 G_3} \approx \pm K G_2 G_3 C_0.$$
(14)

Поскольку в ИС отсутствуют колебательные переходные и установившиеся процессы, берем  $g = +KG_2G_3C_0 = b$ .

Для этого случая

$$n = (-b + g)/2a = 0;$$
 (15)

$$m = (-b - g)/2a = -G_2/C_2$$
. (16)

Проведем аналогичный анализ коэффициентов уравнения (6). В результате получим

$$D = \frac{C_1}{G_2 C_0} \left( -U_0 + \frac{i^+}{G_3} + e_{\rm CM} \right) + \frac{i^+}{G_2 G_3} + \frac{e_{\rm CM}}{G_2};$$
(17)

$$E = \frac{G_1}{C_0 G_2} \left( -U_0 + \frac{i^+}{G_3} + e_{\rm CM} \right) - \frac{i^-}{C_0 G_2};$$
(18)

$$F = \left(-U_0 + \frac{i^+}{G_3} + e_{\rm CM}\right) - \frac{i^-}{C_0 G_2}.$$
(19)

Проведенный анализ показал, что при достаточно большом коэффициенте усиления ОУ  $(K \ge 1000)$  влияние коэффициента усиления и влияние входной проводимости ОУ являются малыми меньших порядков. По этой причине определяющими являются погрешности от влияния напряжений смещения и дрейфа входных токов ОУ.

С учетом проведенных преобразований и принятых допущений выходное напряжение ИС примет вид

$$U_{\rm HCp}(t) = \left(e_{\rm CM} - U_0\right) \left[ \frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} \left(1 - e^{-G_2 t/C_2}\right) \right] + e_{\rm CM} + \frac{i^- t}{C_0} + \frac{i^+}{G_3} \left[ \frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} \left(1 - e^{-G_2 t/C_2}\right) \right].$$
(20)

Абсолютная и относительная погрешности ИС от влияния напряжения смещения и дрейфа выходных токов следующие:

$$\Delta U_{\rm HC}(t) = U_{\rm HCp}(t) - U_{\rm HCu, I}(t) = e_{\rm CM} \left[ \frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} \left( 1 - e^{-G_2 t/C_2} \right) + 1 \right] + \frac{\left(i^- + i^+\right)t}{C_0} + i^+ R_3 \left[ \frac{C_1}{C_0} + \frac{G_1 t}{C_0} + \frac{C_2}{C_0} \left( 1 - e^{-G_2 t/C_2} \right) + 1 \right];$$

$$(21)$$

26

$$\delta U_{\rm HC}(t) = \frac{\Delta U_{\rm HC}(t)}{\Delta U_{\rm HCHI}(t)} = \frac{e_{\rm CM} + i^+ R_3}{U_0} + \frac{e_{\rm CM} + (i^- + i^+)t/C_0 + i^+ R_3}{U_{\rm HCHI}(t)}.$$
(22)

Практический интерес представляет изменение погрешности при изменении параметров КД. Результаты расчета погрешностей для ряда значений параметров ОУ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Harran	Параметры ОУ					
ОУ	Коэффициент	Входные токи, А			Входное	
	усиления, К	$i^+$	ī	ЭДС смещения, в	сопротивление, Ом	
1	2500	$7 \cdot 10^{-8}$	$7 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-5}$	$5\cdot 10^4$	
2	50 000	$4 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{-9}$	10 <sup>-3</sup>	$10^{6}$	
3	50 000	10 <sup>-9</sup>	10 <sup>-9</sup>	$7 \cdot 10^{-4}$	$10^{7}$	
4	100 000	$10^{-11}$	$10^{-11}$	$7 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{8}$	

Графики рассчитанных погрешностей представлены на рис. 2. Из графиков следует, что определяющими являются погрешности от влияния емкостей *C*1, *C*2, предъявляются жесткие требования к ОУ ИС.



Рис. 2. Графики рассчитанных погрешностей

В соответствии с представленным графом

$$U_{\rm HCp}(p) = B(p)(Kg_{\rm BLIX} - pC_0) \left(-\frac{G_{\rm E,I}}{pC_0}\right) U_0.$$
<sup>(23)</sup>

Увеличение числа энергоемких элементов (введение в эквивалентную схему ОУ емкостей  $C_{\rm H}$  и  $C_{\rm BX}$ ) соответственно увеличивает показатель степени уравнений и существенно усложняет расчет:

$$B(p) = \frac{\left(pC_0 - Kg_{\text{Bbix}}\right)pC_0\left(pC_0 + G_2\right)}{a\left(p^3 + \frac{b}{a}p^2 + \frac{c}{a}p + \frac{d}{a}\right)},$$
(24)

где

$$a = C_1 C_0 C_2 + C_{\rm H} C_1 C_2 + C_0 C_2 C_{\rm BX} + C_0 C_2 C_{\rm H} + C_{\rm BX} C_{\rm H} C_2;$$
(25)

$$c = C_1 g_{\text{Bbix}} G_2 + C_2 g_{\text{Bbix}} G_1 + C_2 G_2 g_{\text{Bbix}} + C_0 G_1 G_2 + C_H G_1 G_2 + C_2 g_{\text{Bx}} g_{\text{Bbix}} + C_0 g_{\text{Bbix}} G_2 + C_0$$

$$\mathcal{G}_{BX} \mathcal{G}_{Bbix} \mathcal{O}_2 + \mathcal{O}_0 \mathcal{G}_{BX} \mathcal{O}_2 + \mathcal{O}_0 \mathcal{G}_{Bbix} \mathcal{O}_2 \mathcal{K},$$

$$d = g_{\rm BX} g_{\rm BbIX} G_2. \tag{27}$$

Учитывая большие значения коэффициента усиления и выходной проводимости ОУ, а также тот факт, что входные и выходные емкости ОУ значительно меньше остальных емкостей, принимаем

$$a \approx C_1 C_2 C_0; \ b \approx K C_0 C_2 g_{\text{BMX}}; \ c \approx K C_0 g_{\text{BMX}} G_2; \ d \approx g_{\text{BX}} g_{\text{BMX}} G_2.$$

$$(28)$$

В этом случае корни характеристического уравнения при переходе от изображения к оригиналу будут равны

$$n = 0; m = (G_2/C_2 + K g_{\text{Bbix}}/C_1).$$
 (29)

Выходное напряжение ИС во временной области

$$U_{\rm HCp}(t) = U_0 \begin{bmatrix} e^{-mt} + \frac{Kg_{\rm Bbix}}{mC_0} \left(1 - e^{-mt}\right) + \frac{G_1}{mC_1} \left(1 - e^{-mt}\right) + \frac{G_1Kg_{\rm Bbix}}{C_1C_0} \cdot \frac{t}{m} + \frac{Kg_{\rm Bbix}C_2}{mC_0C_1} - \frac{1}{m} \cdot \frac{G_1Kg_{\rm Bbix}}{mC_1C_0} e^{-mt} + \frac{G_2}{C_2} \left(\frac{e^{-mt} - e^{-G_2t/C_2}}{(G_2/C_2 - m)}\right) + \frac{\frac{G_2}{C_2} e^{-mt} + me^{-G_2t/C_2}}{G_2/C_2 + m} + 1 \end{bmatrix}.$$
 (30)

Вычисляем абсолютную и относительную погрешности аналогично ранее рассмотренному варианту. Результаты расчета погрешностей для параметров ОУ по табл. 1 приведены в виде графиков на рис. 3.



Рис. 3. Графики рассчитанных погрешностей

28

По результатам расчета погрешностей ИС в качестве активного элемента ИС выбран ОУ КР544УД1А (или МА740С), обладающий следующими параметрами:  $K = 100\ 000$ ;  $e_{\rm CM} = 1,5\ {\rm MB}$ ;  $\Delta e_{\rm CM} = 20\ {\rm M\kappa B}\ /\ {\rm ^{\circ}C}$ ;  $I_{\rm Bx} = 0,05\ {\rm HA}$ .

#### Список литературы

- 1. Остапенко, А. Г. Анализ и синтез линейных и радиоэлектронных схем с помощью графов: аналоговые и цифровые фильтры / А. Г. Остапенко. М. : Радио и связь, 1985. 280 с.
- Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1987. – 384 с.
- Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А. И. Мартяшин, К. Л. Куликовский, С. К. Куроедов, Л. В. Орлова ; под ред. А. И. Мартяшина. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
- Машошин, П. В. Преобразователь параметров емкостного датчика для диэлькометрических влагомеров / П. В. Машошин, П. П. Чураков, М. Ю. Щербаков // Датчики и системы. 2003. № 1. С. 24–26.
- А.с. 1242801 СССР, МКИ G01N 27/26 Аналого-цифровой преобразователь параметров диэлькометрического датчика / А. И. Мартяшин, П. В. Машошин, В. Ф. Рябов // Открытия. Изобретения. – 1986. – № 26. – С. 158.
- Крюков, М. А. Оценка погрешности измерительной схемы емкостных влагомеров / М. А. Крюков, П. В. Машошин, П. П. Чураков // Измерения-2000 : материалы междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2000. – С. 47–49.
- Теумин, И. П. Справочник по переходным электрическим процессам / И. П. Теумин. М. : ГИОЛВРС, 1951. – 509 с.

#### Грачев Андрей Владимирович

ведущий инженер, отдел технических средств обучения, Пензенский государственный университет E-mail: andean@mail.ru

#### **Grachev Andrey Vladimirovich**

leading engineer, department of technical means of education, Penza State University

#### Чураков Петр Павлович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### **Churakov Petr Pavlovich**

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

#### УДК 621.317.33

Грачев, А.В.

Анализ погрешностей измерительной схемы инвариантного преобразователя емкости кондуктометрического датчика / А. В. Грачев, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 24–29.

УДК 621.317.2

### А.И.Заико

### ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭРГОДИЧЕСКИХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

### A. I. Zaiko

### DEFINITION OF ERGODIC RANDOM PROCESSES CHARACTERISTICS

**Аннотация**. Приведены известные и оригинальные способы определения характеристик случайных процессов.

A b s t r a c t. Well known and new definition of random processes characteristics will be found here.

Ключевые слова: эргодические случайные процессы, определения.

*K* e y w o r d s: ergodic random processes, definitions.

#### Введение

Эргодическое свойство стационарных случайных процессов позволяет находить их вероятностные характеристики по одной реализации x(t) осреднением по времени t, что существенно упрощает эксперимент [1, 2]. Однако практически это свойство используется только для определения математического ожидания  $m_x$ , дисперсии  $D_x$  и автокорреляционных  $R_x(\tau)$  или взаимных корреляционных  $R_{xy}(\tau)$  функций по формулам

$$m_{x} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t) dt; \quad D_{x} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left[ x(t) - m_{x} \right]^{2} dt;$$
$$R_{x}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left[ x(t) - m_{x} \right] \left[ x(t+\tau) - m_{x} \right] dt;$$
$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \left[ x(t) - m_{x} \right] \left[ y(t+\tau) - m_{y} \right] dt,$$

где  $\tau$  – сдвиг во времени между соответственно двумя сечениями x(t) и  $x(t+\tau)$  процесса, а также реализациями x(t) и  $y(t+\tau)$  совместно эргодических процессов:  $m_y$  – математическое ожидание второго процесса, реализация которого y(t). Распределения вероятностей, плотностей вероятностей и их характеристические функции с применением эргодического свойства до настоящего времени не находили.

В статье обобщаются известные и введенные автором определения этих характеристик, приводятся рекомендации по выбору и точности алгоритмов для их измерения с применением комплексного подхода к их определению [2, 3].

### 2012, Nº 2

#### Определение характеристик

Одномерное распределение вероятности  $W_1[X]$  выражается через одномерную плотность распределения вероятности  $w_1[X]$  и определено выражением [2, 4]

$$W_{1}[X] = \int_{-\infty}^{X} w_{1}[Z] dZ = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} 1[X - x(t)] dt, \qquad (1)$$

где 1 $\begin{bmatrix} X - x(t) \end{bmatrix} = \begin{cases} 0, & X < x(t) \\ 1, & X > x(t) \end{cases}$  – единичная функция [5]; 2*T* – длительность реализации x(t).

Аналогично определяется двумерное распределение вероятности  $W_2[X_1; X_2, \tau]$  через соответствующую плотность распределения вероятности  $w_2[X_1; X_2, \tau]$  в виде [2, 4]

$$W_{2}[X_{1}; X_{2}, \tau] = \int_{-\infty}^{X_{1}} \int_{-\infty}^{X_{2}} w_{2}[Z_{1}; Z_{2}, \tau] dZ_{1} dZ_{2} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathbb{1}[X_{1} - x(t)] \mathbb{1}[X_{2} - x(t + \tau)] dt.$$
(2)

Наконец, *n*-мерное распределение вероятности  $W_n[X_1; X_2, \tau_{12}; ...; X_n, \tau_{1n}]$  определяется следующим образом [2, 4]:

$$W_{n}[X_{1}; X_{2}, \tau_{12}; ...; X_{n}, \tau_{1n}] = \int_{-\infty}^{X_{1}} ... \int_{-\infty}^{X_{n}} w_{n}[Z_{1}; Z_{2}, \tau_{12}; ...; Z_{n}, \tau_{1n}] dZ_{1} ... dZ_{n} =$$

$$= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathbf{1} [X_{1} - x(t)] \mathbf{1} [X_{2} - x(t + \tau_{12})] ... \mathbf{1} [X_{n} - x(t + \tau_{1n})] dt,$$
(3)

где  $\tau_{1i} = t_i - t_1$  – временной сдвиг между первым и *i*-м сечениями процесса, i = 2, 3, ..., n.

Двумерное взаимное распределение вероятности  $W_2[X; Y, \tau]$  совместно эргодических процессов с реализациями x(t) и  $y(t+\tau)$  выражается через двумерную взаимную плотность распределения вероятности  $w_2[X; Y, \tau]$  и равно [2, 4]

$$W_{2}[X;Y,\tau] = \int_{-\infty}^{X} \int_{-\infty}^{Y} w_{2}[Z;H,\tau] dZ dH = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \mathbb{1} [X-x(t)] \mathbb{1} [Y-y(t+\tau)] dt.$$
(4)

Точно так же определяются взаимные распределения вероятности и большей размерности. Одномерная плотность вероятности  $w_1[X]$  находится из определения (1) и равна [2, 4]

$$w_{1}[X] = \frac{dW_{1}[X]}{dX} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \delta[X - x(t)] dt,$$
(5)

где  $\delta [X - x(t)] = \begin{cases} \infty, & X = x(t) \\ 0, & X \neq x(t) \end{cases}$  – дельта-функция Дирака, которая связана с единичной функцией 1[X - x(t)] следующими соотношениями [5]:

$$\delta \left[ X - x(t) \right] = \frac{d \left[ X - x(t) \right]}{d X} \quad \text{i} \quad 1 \left[ X - x(t) \right] = \int_{-\infty}^{X} \delta \left[ Y - x(t) \right] d Y.$$

Двумерная плотность распределения вероятности  $w_2[X_1; X_2, \tau]$  находится из выражения (2) и равна [2, 4]

$$w_{2}[X_{1}; X_{2}, \tau] = \frac{d^{2}W_{2}[X_{1}; X_{2}, \tau]}{dX_{1}dX_{2}} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \delta[X_{1} - x(t)] \delta[X_{2} - x(t + \tau)] dt$$

а *п*-мерная плотность распределения вероятности  $w_n[X_1; X_2, \tau_{12}; ...; X_n, \tau_{1n}]$  – из (3) [2, 4]:

$$w_n [X_1; X_2, \tau_{12}; ...; X_n, \tau_{1n}] = \frac{d^n W_1 [X_1; X_2, \tau_{12}; ...; X_n, \tau_{1n}]}{dX_1 ... dX_n} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \delta [X_1 - x(t)] \delta [X_2 - x(t + \tau_{12})] ... \delta [X_n - x(t + \tau_{1n})] dt$$

Двумерная взаимная плотность распределения вероятности  $w_2[X; Y, \tau]$  совместно эргодических процессов согласно (4) равна [2, 4]

$$w_2[X;Y,\tau] = \frac{d^2 W_2[X;Y,\tau]}{dXdY} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \delta[X - x(t)] \delta[Y - y(t+\tau)] dt.$$
(6)

Одномерная характеристическая функция  $\theta_1[jv]$  согласно (5) равна [2, 4]

$$\Theta_1[jv] = \int_{-\infty}^{\infty} w_1[X] e^{jvX} dX = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} e^{jvx(t)} dt$$

Аналогично определяется *n*-мерная характеристическая функция  $\theta_n[jv_1; jv_2, \tau_{12}; ...; jv_n, \tau_{1n}]$  [2, 4]:

$$\theta_n [jv_1; jv_2, \tau_{12}; ...; jv_n, \tau_{1n}] = \int_{-\infty}^{\infty} ... \int_{-\infty}^{\infty} w_n [X_1; X_2, \tau_{12}; ...; X_n, \tau_{1n}] \times \\ \times e^{j(v_1 X_1 + v_2 X_2 + ... + v_n X_n)} dX_1 ... dX_n = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} e^{j[v_1 x(t) + v_2 x(t + \tau_{12}) + ... + v_n x(t + \tau_{1n})]} dt$$

Двумерная взаимная характеристическая функция  $\theta_2[j\nu; j\eta, \tau]$  совместно эргодических процессов вводится аналогично и с учетом (6) равна

$$\theta_2[j\nu; j\eta, \tau] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} w_2[X; Y, \tau] e^{j(\nu X + \eta Y)} dX dY = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} e^{j\left[\nu x(t) + \eta y(t + \tau)\right]} dt$$

Введенные определения распределений позволили получить с их помощью известные и приведенные во введении статьи определения вероятностных характеристик случайных процессов [6, 7]. Так, математическое ожидание

$$m_x = \int_{-\infty}^{\infty} X w_1 [X] dX = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t) dt;$$

дисперсия

$$D_{x} = \int_{-\infty}^{\infty} (X - m_{x})^{2} w_{1} [X] dX = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} [x(t) - m_{x}]^{2} dt;$$

корреляционная функция

$$R_{x}(\tau) = \int_{-\infty} \int_{-\infty} (X_{1} - m_{x}) (X_{2} - m_{x}) w_{2} [X_{1}; X_{2}, \tau] dX_{1} dX_{2} =$$
$$= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} [x(t) - m_{x}] [x(t + \tau) - m_{x}] dt;$$

взаимная корреляционная функция двух совместно эргодических процессов

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} (X - m_x) (Y - m_y) w_2[X; Y, \tau] dX dY = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} [x(t) - m_x] [y(t + \tau) - m_y] dt$$

Вытекающие из них спектральные характеристики случайного процесса определяются следующим образом:

- спектральная плотность мощности:

$$S_{x}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{x}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_{x}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + m_{x}^{2} 2\pi \delta(\omega);$$

- взаимная спектральная плотность мощности двух процессов:

$$S_{xy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{xy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + m_x m_y 2\pi\delta(\omega).$$

#### Алгоритмы измерения характеристик и их погрешности

Реальные алгоритмы измерения отличаются от рассмотренных выше определений характеристик случайных процессов конечной длительностью 2T и погрешностью измерения реализации x(t). Поэтому результатами измерений являются оценки характеристик, неточность которых характеризуется математическими ожиданиями и ковариационными функциями их погрешностей. Они получены для аналоговых и цифровых измерений с помощью комплексного подхода к определению погрешностей, который рассматривает погрешность измерения как единое и неделимое целое, не требует суммирования элементарных погрешностей, учитывающих порознь все влияющие на неточность измерения факторы [8]. Так, при аналоговых измерениях погрешность учитывает конечную длительность реализации и погрешность ее измерения. При цифровых измерениях длительность измерения дискретна и кратна количеству шагов равномерной дискретизации. Кроме них, на неточность цифровых измерений характеристик влияют погрешности квантования по уровню и алгоритмы восстановления сигнала между отсчетами. Оценки измеряемых характеристик и характеристики погрешностей аналоговых и цифровых измерений при комплексном подходе к их определению подробно рассмотрены в [2, 3].

#### Апробация и внедрение

Приведенные результаты исследований апробировались на всемирных, международных и всероссийских форумах. Они вошли в учебную литературу, сопровождаются комплексом учебно-исследовательских лабораторных работ и используются при обучении студентов и аспирантов, а также проведении научных и практических исследований [2, 9–13].

#### Выводы

Введенные определения распределений вероятностей и плотностей распределений вероятностей существенно расширяют возможности описания эргодических случайных процессов. Они позволяют не только получить с их помощью известные моментные характеристики случайных процессов, но и ввести характеристические функции, которые для описания эргодических процессов практически не применялись. Полученные на основе комплексного подхода математические ожидания и корреляционные функции погрешностей результатов измерений позволяют адекватно учесть влияние конечной длительности реализации и погрешностей отсчетов для аналоговых и цифровых измерений. Они исключают суммирование элементарных погрешностей, учитывающих порознь конечную длительность реализации, погрешность отсчетов и влияние дискретизации во времени.

#### Список литературы

- ГОСТ 21878–76. Случайные процессы и динамические системы. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1976.– 30 с.
- Заико, А. И. Случайные процессы. Модели и измерения : учеб. пособие / А. И. Заико. М. : МАИ, 2006. – 297 с.
- 72200700005 Случайный процесс с равномерным законом распределения. Математическая модель / А. И. Заико. Зарег. 28.02.07 г.
- 4. Заико, А. И. Определения и алгоритмы измерения характеристик эргодических случайных процессов / А. И. Заико // Метрология. 2003. № 4.– С. 3–5.
- Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. М. : Сов. радио, 1974. – Кн. 1. – 552 с.
- Грибанов, Ю. И. Погрешности и параметры цифрового спектрально-корреляционного анализа / Ю. И. Грибанов, В. Л. Мальков. – М. : Радио и связь, 1984. – 160 с.
- Ланге, Ф. Г. Статистические аспекты построения измерительных систем / Ф. Г. Ланге. М.: Радио и связь, 1981. – 168 с.
- Заико, А. И. Комплексный подход к определению погрешностей / А. И. Заико // Датчики и системы (ИКА). – 2007. – № 8 (99). – С. 52–59.
- Заико, А. И. Виртуальные учебно-исследовательские лабораторные работы / А. И. Заико // Современные технологии обучения : материалы VI Междунар. конф. – СПб. : Санкт-Петербург. гос. электротехн. ун-т, 2000. – Ч. 1. – С. 136–138.
- Электрические сигналы : метод. указания к выполнению виртуальных учебноисследовательских лабораторных работ / сост. А. И. Заико. – Уфа : Уфимск. гос. авиац. техн. ун-т, 2001. – 35 с.
- Zaiko, A. I. Accuracy of statistic and spectral Measurement / A. I. Zaiko, N. A. Zaiko // XVII IMEKO World Congress 2003: Proc. – Dubrovnik : HMD Croatian Metrology Society, IMEKO, 2003.– P. 1275–1279.
- Zaiko, A. Complex Approach to the Definition of Measurement Errors / A. Zaiko, T. Zaiko // Proc. 10<sup>th</sup> IMEKO TC7 Int. Symp. on «Advances of Measurement Science». – Saint– Petersburg, 2004. – V. 1. – P. 149–152.
- Заико, А. И. Эргодические случайные процессы. Определения и алгоритмы измерения характеристик / А. И. Заико // Вестник УГАТУ. 2012. Т. 16, № 2 (47). С. 67–70.

#### Заико Александр Иванович

доктор технических наук, профессор, кафедра теоретических основ электротехники, Уфимский государственный авиационный технический университет E-mail: zaiko@ugatu.ac.ru

#### Zaiko Aleksandr Ivanovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of theoretical fundamentals of electrical engineering, Ufa State Aviation Technical University

#### УДК 621.317.2

#### Заико, А.И.

Определения характеристик эргодических случайных процессов / А. И. Заико // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 30–34.

### О. В. Тужилкин, В. Н. Новиков, Б. В. Чувыкин

# ВЫЧИСЛЕНИЕ ТОЧНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ АВТОНОМНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

### O. V. Tuzhilkin, V. N. Novikov, B. V. Chuvykin

### CALCULATION ACCURACY AND TIME PARAMETERS MEASURING MODULE BASED ON WIRELESS CONNECTION

**Аннотация**. Приведена классификация беспроводных модулей по отношению к энергетическим ресурсам, описаны принципы работы различных типов модулей, выведена формула, связывающая такие характеристики, как точность измерения, время работы беспроводного модуля и его мощность.

A b s t r a c t. A classification of wireless modules with respect to energy was presented, describes the principles of operation of various types of modules, a formula relating the characteristics such as accuracy, time of operating and its power was described.

Ключевые слова: модуль, характеристика, измерение, время, точность.

K e y w o r d s: plugin, description, measurement, time, accuracy.

Непрерывное совершенствование стандартов беспроводной связи, появление недорогих надежных устройств позволяют заменить проводное соединение даже в таких приложениях, как системы мониторинга, измерительные сети, автоматизация зданий, управление бытовыми приборами, охранные системы. Отказ от использования кабельной сети заметно упрощает процесс проектирования и монтажа системы. Одним из главных достоинств беспроводных систем является возможность установки в труднодоступных местах. Отсутствие необходимости прокладывать кабель позволяет удешевить систему. Существенной особенностью беспроводных сетей является возможность изменения структуры системы в зависимости от условий работы, что позволяет вести наблюдение за перемещающимися объектами или обеспечить функционирование в условиях изменяющейся окружающей среды.

Беспроводные сети состоят из множества устройств – автономных измерительных модулей. По отношению к энергетическим ресурсам эти модули можно разделить на две группы: активные и пассивные. Для активных модулей источником энергии является аккумулятор. Пассивные модули получают энергию от внешних устройств посредством индуктивной или радиолокационной связи. Самым критическим ресурсом для беспроводных систем является энергия. Функционально-метрологические характеристики активных модулей напрямую зависят от мощности аккумулятора. В случае работы с быстропеременными процессами частота опроса объекта измерения может составлять несколько сотен, а порой и тысяч герц. Временной ресурс такой системы, построенной на активных беспроводных модулях, будет небольшим. Для увеличения времени работы системы необходима большая емкость батареи. Вместе с емкостью батареи будут увеличены габариты беспроводного модуля, что лишает систему одного из ее главных достоинств – миниатюрности.

Другим параметром, имеющим ключевое значение для измерительных систем, является точность измерений. Основной задачей разработчика при проектировании системы и беспроводных модулей являются сопоставление всех параметров системы и их оптимизация. В случае с сенсорной сетью очень важно правильно рассчитать время работы системы и ее отдель-

ных модулей при заданных значениях погрешности и времени проведения измерений. Время работы модуля можно вывести из следующей формулы:

$$P = \frac{E}{t},$$

где *Е* – энергия аккумулятора; *t* – время работы модуля; *P* – мощность прибора.

В беспроводном измерительном модуле мощность можно разложить на несколько составляющих:

$$P = P_{\mu_{3M}} + P_{\mu_{0C}} + P_{\mu_{1}}, \qquad (1)$$

где  $P_{\rm изм}$  – мощность, затрачиваемая на измерение;  $P_{\rm цос}$  – мощность цифровой обработки информации;  $P_{\rm пп}$  – мощность, затрачиваемая на прием/передачу данных. Данные параметры можно представить в следующем виде:

$$P_{\mu_{3M}} = \eta \frac{\zeta}{\gamma^2 t_{\mu_{3M}}},$$

где  $\zeta = 3.5 \cdot 10^{-20}$  Дж·с [1];  $\gamma$  – погрешность измерения;  $t_{_{H3M}}$  – время измерения;  $\eta$  – энергетический КПД (для современных приборов –  $10^{-6}$ – $10^{-16}$ ).

$$P_{\text{uoc}} = \frac{i f_{clk} U}{t_{\text{uoc}}},$$

где i – ток потребления процессора на единицу частоты;  $f_{clk}$  – частота работы процессора; U – напряжение питания;  $t_{uoc}$  – время выполнения цифровой обработки.

$$P_{\rm nn} = \frac{IU}{t_{\rm nn}},$$

где I – ток потребления радиомодема в режиме приема/передачи; U – напряжение питания;  $t_{nn}$  – время приема/передачи. Таким образом, время работы системы при заданных параметрах можно рассчитать по следующей формуле:

$$t = \frac{E}{\eta \frac{\zeta}{\gamma^2 t_{_{\rm H3M}}} + \frac{i f_{clk} U}{t_{_{\rm IIOC}}} + \frac{IU}{t_{_{\rm IIII}}}}$$

В последнее время наравне с беспроводными системами, состоящими из активных модулей (т.е. имеющих в своем составе аккумулятор), развиваются беспроводные системы на основе пассивных модулей. В ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» проводятся работы в этом направлении. В настоящее время прорабатываются варианты построения встроенных систем измерения технически сложных объектов на основе беспроводной связи. Такие системы известны и под названием «системы радиоидентификации» (RFID). RFID-метки не имеют встроенного источника энергии. Электрический ток, индуцированный в антенне электромагнитным сигналом от считывателя, обеспечивает достаточную мощность для функционирования кремниевого КМОП-чипа, размещенного в метке, и передачи ответного сигнала, что дает основания для использования данной технологии в системах, встраиваемых в конструкцию на этапе изготовления.

В технологии RFID всегда присутствуют два объекта: радиочастотный идентификатор и устройство считывания информации (ридер), записанной в идентификатор [1]. Под идентификатором здесь понимается RFID-карта, метка или другая конструкция, состоящая из RFIDмикросхемы и антенны. Работа радиочастотной HF<sup>1</sup>-системы осуществляется на основе «ближнего поля» (рис. 1), когда используется индуктивная связь идентификатора со считывателем с помощью переменного магнитного поля, излучаемого антенной считывателя (принцип трансформатора). Дальность считывания пассивного HF-идентификатора лежит в пределах

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> HF – (high frequency) – высокочастотный диапазон.
10 см – 1,5 м. UHF<sup>1</sup>-система функционирует на основе «дальнего поля». Антенна считывателя излучает электромагнитную волну (энергию), антенна идентификатора получает от нее энергию, активирует микрочип, который использует эту энергию для кодовой модуляции отражаемой антенной идентификатора волны (принцип радара). Дальность считывания пассивного UHF-идентификатора в среднем составляет 5 м. В обоих случаях основной функцией радиометок является определение наличия метки в радиусе действия специального устройства – ридера.



Индуктивная связь (принцип трансформатора)

Обратное рассеивание (принцип радиолокатора)

Рис. 1. Принципы работы радиометок

Если системы радиоидентификации на пассивных элементах известны и широко применяются, то информационно-измерительные сети на основе индуктивной связи – это новая и малоисследованная область техники.

Сенсорная система, построенная на пассивных радиометках, может иметь преимущество при мониторинге распределенных объектов измерения. На самом деле модули не имеют в своем составе аккумулятора, следовательно, они не нуждаются в дополнительном обслуживании, т.е. подзарядке или замене элементов питания. Всю необходимую для работы энергию радиометки получают от ридера по радиоканалу. Необходимо отметить, что ридер должен излучать энергию в течение всего времени работы метки. Чем слабее будет энергия излучения, тем медленнее и менее точно будет работать измерительный модуль. Поэтому методика вычисления мощности энергии излучения при заданных времени работы и точности измерения представляет собой большую ценность. Расчет значения энергии радиоволны можно произвести по аналогии с вычислением времени работы беспроводного модуля:

$$t = \frac{E}{P},$$

где *Е* – энергия радиоволны; *Р* – потребляемая мощность радиометки; *t* – время ее работы.

Подставив значение *P* из (1), получаем значение энергии волны при заданном времени работы радиометки:

$$E = \left(\eta \frac{\zeta}{\gamma^2 t_{\mu_{3M}}} + \frac{i f_{clk} U}{t_{\mu_{0C}}} + \frac{I U}{t_{\pi\pi}}\right) t.$$

Возможность вычисления временного и энергетического ресурса беспроводной системы имеет огромное прикладное значение. Приведенные выше функциональные зависимости между энергией, погрешностью и временем позволяют оптимизировать параметры системы

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> UHF – (Ultra high frequency) – ультравысокочастотный диапазон.

еще на этапе ее проектирования. На основе вычисленных значений гораздо проще выбрать подходящее схемотехническое решение и протокол информационного взаимодействия [1, 2].

#### Список литературы

- 1. Дшхунян, В. Л. Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты / В. Л. Дшхунян, В. Ф. Шаньгин. – М. : АСТ ; НТ Пресс, 2004.
- Новицкий, П. В. Основы информационной теории измерительных устройств / П. В. Новицкий. Л. : Энергия, 1968.

#### Тужилкин Олег Владимирович

ведущий инженер, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: ibx@inbox.ru

#### Новиков Валентин Николаевич

начальник отдела, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: elbrus-52@yandex.ru

#### Чувыкин Борис Викторович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-вычислительных систем, Пензенский государственный университет E-mail: chuvykin\_bv@mail.ru

# *Tuzhilkin Oleg Vladimirovich* leading engineer,

Research Institute of Physical Measurements

#### Novikov Valentin Nikolaevich

head of department, Research Institute of Physical Measurements

#### Chuvykin Boris Viktorovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information-computing systems, Penza State University

#### УДК 681.586

#### Тужилкин, О.В.

Вычисление точностно-временных параметров автономных измерительных модулей на основе беспроводной связи / О. В. Тужилкин, В. Н. Новиков, Б. В. Чувыкин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 35–38.

# ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 681.527.72

### В. С. Волков, И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин

## ИССЛЕДОВАНИЯ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

V. S. Volkov, I. N. Barinov, B. V. Cipin

### DIAGNOSIS MODEL INVESTIGATION OF SEMICONDUCTOR SMART PRESSURE SENSORS

**Аннотация**. Показано использование программы схемотехнического моделирования для автоматизации разработки диагностических моделей интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления и их узлов.

*A b s t r a c t*. The article describes using circuit simulation program for developing the diagnosis models of semiconductor smart pressure sensors and its units.

**Ключевые** слова: схемотехническое моделирование, диагностическая модель, интеллектуальный полупроводниковый датчик давления.

*K* e y w o r d s: circuit simulation, diagnosis model, semiconductor smart pressure sensor.

Давление является одним из самых важных измеряемых параметров в системах управления контроля, применяемых в промышленности, биомедицинских и других исследованиях, поэтому датчики давления являются одними из наиболее широко используемых первичных преобразователей физических величин. В конструкциях датчиков давления используются различные типы чувствительных элементов, однако одним из самых распространенных является чувствительный элемент, использующий полупроводниковые технологии и построенный на основе тензорезистивного эффекта [1, 2].

Одним из наиболее перспективных направлений развития средств измерения давления является применение интеллектуальных датчиков. Основной функциональной особенностью, отличающей интеллектуальный датчик, является возможность обработки измерительного сигнала непосредственно в зоне измерения, включающая в себя температурную компенсацию выходного сигнала, линеаризацию функции преобразования и т.д. [3, 4]. Кроме того, интеллектуальный датчик, как правило, имеет встроенные средства калибровки и диагностирования, позволяющие увеличить надежность и повысить ресурс безотказной работы. Все выше-перечисленное достигается путем размещения в одном корпусе с первичным преобразователем (чувствительным элементом датчика) схемы обработки измерительного сигнала, состоящей из аналоговых и цифровых устройств.

Типовая схема интеллектуального полупроводникового датчика давления (ИПДД) представлена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема ИПДД:

1 – измеряемое давление; 2 – измерительный преобразователь; 3 – аналоговая схема обработки измерительного сигнала; 4 – АЦП; 5 – источник питания; 6 – микроконтроллер; 7 – интерфейс передачи данных; 8 – стандартизированный цифровой сигнал, совместимый с промышленными цифровыми интерфейсами; 9 – стандартизированный аналоговый сигнал, совместимый с промышленными с промышленными аналоговыми интерфейсами

Измеряемая величина (давление) *1* воздействует на чувствительный элемент первичного преобразователя 2, с выхода которого аналоговый электрический сигнал (напряжение, ток), пропорциональный входной величине, поступает на схему обработки 3, где производятся усиление, фильтрация, линеаризация и т.д. Преобразованный аналоговый сигнал поступает на вход АЦП 4, где преобразовывается в цифровой код. Преобразованием сигнала управляет специализированный микроконтроллер 6, который выдает управляющие сигналы на аналоговую часть схемы обработки, управляет работой АЦП и преобразует выходной цифровой сигнал для передачи с помощью цифровых 8 и аналоговых 9 стандартных интерфейсов.

Одной из наиболее важных задач при разработке датчиковой аппаратуры является задача термокомпенсации выходного сигнала. Данная задача еще более усложняется при разработке высокотемпературных датчиков, например, датчиков на основе карбида кремния и алмазоподобных материалов [5]. Поскольку такие датчики должны работать при температуре до 600 °C, необходима компенсация влияния температуры не только на чувствительный элемент, но и на электронную схему обработки измерительного сигнала.

Вследствие наличия в составе ИПДД аналоговых и цифровых электронных узлов актуальной является задача создания диагностической модели данных узлов с использованием имеющихся на рынке программных средств.

Диагностическая модель функционально завершенного узла ИПДД может быть задана бинарными отношениями на множествах параметров сигналов, которое может быть представлено в виде двудольного ориентированного графа (орграфа)

$$\mathbf{G} = \left( E, U^z, \mathbf{\phi} \right), \tag{1}$$

где  $E = \{e_j\}$  – множество видов технического состояния;  $j = \overline{0, n}$ ;  $U = \{u_i\}$  – множество элементарных проверок;  $i = \overline{1, m}$ ;  $U^z$  – множество результатов проверок. Множество E содержит отказы  $E^0$  и работоспособное состояние  $e_0$ , а множество  $U^z$  при контроле

Орграф (1) удовлетворяет условиям, которые формально записываются так:

$$\phi^{-1}(u^0) \bigcup \phi^{-1}(u^1) = E;$$
  

$$\phi^{-1}(u^0) \bigcap \phi^{-1}(u^1) = \emptyset;$$
  

$$\phi(e_i) \neq \phi(e_j),$$
(2)

где  $\phi^{-1}(u^0)$ ,  $\phi^{-1}(u^1)$  – полные прообразы;  $\phi(e_j)$ ,  $\phi(e_j)$  – образы соответствующих вершин;  $\emptyset$  – символ пустого множества;  $i = \overline{0, |E^0| - 1}$ ;  $j = \overline{i + 1, |E^0|}$ .

В таблице связей 1 орграфа (1) отказы отличаются от работоспособного состояния недопустимым результатом хотя бы одной проверки.

Множества  $\phi_0(e_j)$ , составляющие образы отказов, различающихся с работоспособным состоянием, не пустые, т.е.

$$\left|\phi_{0}\left(e_{j}\right)\right| > 0, \qquad (3)$$

где  $\phi_0: E^0 \to U^0$ .

Схема алгоритма разработки диагностического обеспечения представлена на рис. 2 [6-8].



Рис. 2. Схема алгоритма разработки диагностического обеспечения

Построение моделей составных частей диагностируемого устройства является наиболее сложным и трудоемким этапом при построении диагностической модели. Аналоговые электронные устройства описываются в общем случае системой интегродифференциальных урав-

нений [6]. Решение такой системы с учетом входных и выходных сигналов позволяет определить зависимости выходных параметров электронного устройства от входных. Недостатком такого способа построения диагностической модели является невозможность общего решения системы интегродифференциальных уравнений. Решение такой системы численными методами имеет большую вычислительную трудоемкость и при большой размерности системы делает нахождение зависимости выходных параметров диагностируемого устройства от входных практически невозможным.

Автоматизированное получение моделей составных частей основано на использовании программ схемотехнического моделирования. Схема алгоритма моделирования составных частей объекта диагностирования представлена на рис. 3.



Рис. 3. Методика автоматизированной разработки диагностической модели:  $r_i$  – реакция (значение выходного сигнала устройства);  $f_i$  – воздействие (значение входного сигнала устройства)

Для моделирования составных частей была использована программа Micro-Cap фирмы Spectrum Software, которая позволяет сохранять результаты моделирования в виде текстовых файлов, которые удобны для последующей автоматизированной обработки [7]. Кроме того, данная программа позволяет моделировать одиночные и кратные функциональные и параметрические отказы.

На рис. 4 представлен фрагмент принципиальной электрической схемы аналогового узла в составе ИПДД – усилителя выходного сигнала мостовой схемы, представляющего собой усилитель постоянного тока (УПТ), реализованный на операционных усилителях (ОУ) X4–X6. ОУ X4, X6 образуют дифференциальный каскад, ОУ X5 преобразует дифференциальный сигнал в однофазный выходной сигнал. Источник постоянного напряжения V3 имитирует напряжение разбаланса мостовой схемы.



Рис. 4. Модель принципиальной схемы усилителя выходного сигнала в составе ИПДД

Модель работоспособного усилителя выходного сигнала может быть получена в результате моделирования в виде зависимости  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{моста}})$ , где  $U_{\text{вых}}$  – выходное напряжение ОУ X5;  $U_{\text{моста}}$  – выходное напряжение мостовой схемы, и отображаться в виде дуги орграфа (1) диагностической модели ИПДД (1).

Моделирование наиболее часто встречающихся одиночных отказов типа «обрыв» осуществляется путем удаления в принципиальной схеме соответствующего проводника. На рис. 5, 6 показаны результаты моделирования обрыва проводника между резистором *R*3 и прямым входом ОУ *X*6 и обрыва проводника между делителем напряжения *R*4–*R*6 и инверсным входом ОУ *X*5 соответственно.



Рис. 5. Результат моделирования обрыва проводника между резистором R3 и прямым входом ОУ X6



Рис. 6. Результат моделирования обрыва проводника между делителем напряжения *R4–R6* и инверсным входом ОУ *X5* 

Анализ рис. 5, 6 показывает, что каждому отказу соответствует вполне определенное значение выходного напряжения усилителя, отличающееся от напряжения на выходе работоспособной схемы (см. рис. 4), что соответствует условиям (2).

Таким образом, применение программ схемотехнического моделирования позволяет получать диагностические модели ИПДД и отдельных электронных узлов в его составе, а также получать модели одиночных отказов, что позволит, в свою очередь, при обработке выходного сигнала ИПДД получать, кроме информации об измеряемом давлении, информацию о техническом состоянии датчика.

#### Список литературы

- 1. Ваганов, В. И. Интегральные тензопреобразователи / В. И. Ваганов. М. : Энергоатом-издат, 1983. 136 с.
- Датчики теплофизических и механических параметров : справочник : в 3 т. / под общ. ред. Ю. Н. Коптева ; под ред. Е. Е. Багдатьева, А. В. Гориша, Я. В. Малкова. – М. : ИПРЖР, 1998. – Т. 1, кн. 2. – 512 с.
- Chapman, P. W. Smart Sensors. Research Triangle Park (North Carolina) / P. W. Chapman // Instrument Society of America. – 1996. – 162 p.
- Smutny, L. Industrial LAn with Smart Sensors and Actuators / L. Smutny // Proceedings of «7<sup>th</sup> International DAAAM Symposium». – Vienna, 1996. – P. 417–418.
- 5. Мокров, Е. А. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов // Приборы. 2008. № 11. С. 8–13.
- Фандеев, В. П. Технологии и средства анализа отказов восстанавливаемых электронных изделий приборостроения / В. П. Фандеев. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. – 240 с.
- Волков, В. С. Использование информационных технологий для разработки диагностического обеспечения электронных устройств / В. С. Волков, В. П. Фандеев, И. Н. Баринов // Технологии приборостроения. 2006. № 4. С. 24–27.
- Фандеев, В. П. Модели, методы и алгоритмы оптимизации диагностирования приборов : учеб. пособие / В. П. Фандеев, В. С. Волков. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2007. – 73 с.

#### Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: distorsion@rambler.ru Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, senior stuff scientist, Research Institute of Physical Measurements

## 2012, № 2

#### Баринов Илья Николаевич

кандидат технических наук, начальник отдела, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: mzungu@inbox.ru

### Цыпин Борис Вульфович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: cypin@yandex.ru

### Barinov Il'ya Nikolaevich

candidate of technical sciences, head of department, Research Institute of Physical Measurements

### Tsypin Boris Vul'fovich

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

УДК 681.527.72

### Волков, В. С.

Исследования диагностических моделей интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 39–45. УДК 538.5

О. А. Голованов, А. А. Кичкидов, Н. В. Прокина, С. А. Тарасов

## ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЙ ПОДХОД В МОДЕЛИРОВАНИИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

O. A. Golovanov, A. A. Kichkidov, N. V. Prokina, S. A. Tarasov

### DECOMPOSITION APPROACH IN MODELING OF SEISMIC WAVE PROPAGATION IN THE EARTH'S SURFACE

**Аннотация**. Рассмотрено применение метода автономных блоков при моделировании процессов распространения сейсмических волн в земной поверхности. Метод позволяет учесть неоднородность среды распространения волн и будет полезен в создании адаптивных алгоритмов обнаружения сейсмических средств охраны.

*A b s t r a c t.* The application of autonomous blocks method in the simulation of seismic wave propagation in the Earth's surface is considered. The method takes into account the environment propagation heterogeneity of the wave field. The study will be useful in adaptive algorithms creation for seismic detection.

**Ключевые слова**: математическое моделирование, декомпозиционный подход, сейсмоакустические волны.

*K e y w o r d s*: mathematical modeling, decomposition approach, seismoacoustic wave.

В настоящее время разработчики сейсмических систем управления строят алгоритмы обнаружения, основываясь просто на широкой базе сейсмических сигналов, зачастую не анализируя все процессы, проходящие в среде их формирования. Такие алгоритмы часто оказываются неэффективными при смене условий эксплуатации системы. Поэтому необходимо провести исследования с целью изучения особенностей формирования и распространения сейсмических волн в грунте, влияния характеристик сейсмических приемников на процесс сигналообразования.

В работе предлагается применение метода автономных блоков в исследованиях гетерогенных (разнородных по составу) структур земной поверхности. Для получения математической модели гетерогенной структуры грунта наиболее целесообразно использовать декомпозиционный подход, позволяющий учесть все неоднородности среды распространения акустических волн в грунте.

Область земной поверхности и прилегающего к нему воздушного слоя (рис. 1) разбиваем условными границами на подобласти в виде прямоугольных параллелепипедов, которые рассматриваем как автономные блоки, и для них из решения краевых задач дифракции определяем математические описания – матрицы импеданса. Математическую модель гетерогенной структуры в целом находим как объединение автономных блоков между собой по виртуальным каналам Флоке [1].

В объеме автономного блока V<sub>0</sub> волновой процесс удовлетворяет уравнению динамики деформированного тела в линейном приближении для гармонических колебаний [2]:

$$c_{\tau}^2 \Delta \vec{u} + \omega^2 \vec{u} + (c_l^2 - c_{\tau}^2) \text{drad div} \vec{u} = 0, \qquad (1)$$

где  $\omega$  – частота;  $\vec{u}$  – вектор перемещения частиц;  $c_l, c_{\tau}$  – фазовые скорости распространения продольной и поперечной волн. На поверхностях граней волновой процесс удовлетворяет условиям неасимптотического излучения (поле на гранях можно представить рядами Фурье) [1].



Рис. 1. Расчленение земной поверхности и прилегающего воздушного слоя на автономные блоки:  $h_1$  – воздух;  $h_2$  – почвенно-растительный слой;  $h_3$  – суглинок;  $h_4$  – твердая глина с включениями

Используя формулы векторного анализа, преобразуем (1) к виду, удобному для решения краевой задачи, проекционным методом:

$$\begin{cases} \operatorname{div} \vec{v} = -\frac{i\omega p}{c_l^2 \rho_0}, \ \operatorname{grad} p = \vec{H}, \\ \operatorname{rot} \vec{E} = \frac{i\omega \rho_0}{c_{\tau}^2} \vec{v} + \frac{1}{c_{\tau}^2} \vec{H}, \ \operatorname{rot} \vec{v} = -\frac{i\omega}{\rho_0} \vec{E}, \end{cases}$$
(2)

где  $\rho_0$  – плотность среды; *p* – давление; *v* – скорость частиц;  $\vec{H}, \vec{E}$  – вновь введенные векторные функции.

Используя две вспомогательные задачи на собственные значения для определения вихревой и потенциальной подсистем и формулу Остроградского–Гаусса, получаем интегральную потенциальную форму:

$$\begin{cases} \sum_{\beta=1}^{6} \int_{S_{\beta}} p_{k}^{*} \vec{v}_{\beta}^{z} \cdot d\vec{S}_{\beta} + \int_{S_{V}} p_{k}^{*} \vec{v}_{V}^{z} \cdot d\vec{S}_{V} = -i\omega \frac{1}{c_{l}^{2} \rho_{0}} \int_{V_{0}} pp_{k}^{*} dV - i\frac{\omega_{k}}{c_{l}} \int_{V_{0}} \vec{v} \cdot \vec{v}_{k}^{*} dV; \\ \sum_{\beta=1}^{6} \int_{S_{\beta}} p_{\beta} \vec{v}_{k}^{*} \cdot d\vec{S}_{\beta} + \int_{S_{V}} p_{v} \vec{v}_{k}^{*} \cdot d\vec{S}_{V} = -i\frac{\omega_{k}}{c_{l}} \int_{V_{0}} pp_{k}^{*} dV + \int_{V_{0}} \vec{H} \cdot \vec{v}_{k}^{*} dV; \\ \sum_{\beta=1}^{6} \int_{S_{\beta}} (\vec{E}_{\beta}^{\tau} \times \vec{v}_{l}^{*}) \cdot d\vec{S}_{\beta} = i\omega \frac{\rho_{0}}{c_{\tau}^{2}} \int_{V_{0}} \vec{v} \cdot \vec{v}_{l}^{*} dV + \frac{1}{c_{\tau}^{2}} \int_{V_{0}} \vec{H} \cdot \vec{v}_{l}^{*} dV - i\omega \int_{V_{0}} \vec{E} \cdot \vec{E}_{l}^{*} dV; \\ \sum_{\beta=1}^{6} \int_{S_{\beta}} (\vec{v}_{\beta}^{\tau} \times \vec{E}_{l}^{*}) \cdot d\vec{S}_{\beta} = -\int_{V_{0}} \vec{E} \cdot \vec{E}_{l}^{*} dV - i\frac{\omega_{l}}{c_{\tau}^{2}} \int_{V_{0}} \vec{v} \cdot \vec{v}_{l}^{*} dV, \end{cases}$$
(3)

где  $p_{\beta}$  – давление на поверхностях граней параллелепипеда  $S_{\beta}$  ( $\beta = 1, 2, ..., 6$ );  $\vec{v}_{\beta}^{z}$  – нормальные составляющие вектора скорости  $\vec{v}$  на поверхностях граней параллелепипеда  $S_{\beta}$ ;

 $\vec{v}_{\beta}^{z}$ ,  $\vec{E}_{\beta}^{z}$  – касательные составляющие векторов  $\vec{v}$ ,  $\vec{E}$  на поверхностях граней параллелепипеда  $S_{\beta}$ ;  $\{p_{k}\}$ ,  $\{\vec{v}_{k}\}$  – потенциальная подсистема функций;  $\{\vec{E}_{l}\}$ ,  $\{\vec{v}_{l}\}$  – вихревая подсистема функций. Из проекционной интегральной формы (3) методом Галеркина получена система линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{R}^{11} & \mathbf{0} & \mathbf{R}^{13} & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}^{21} & \mathbf{R}^{22} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}^{32} & \mathbf{R}^{33} & \mathbf{R}^{34} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{R}^{43} & \mathbf{R}^{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{c}^{p} \\ \mathbf{c}^{H} \\ \mathbf{d}^{v} \\ \mathbf{d}^{E} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{W}^{11} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}^{22} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}^{33} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{W}^{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}^{z} \\ \mathbf{a}^{\tau} \\ \mathbf{b}^{z} \\ \mathbf{b}^{\tau} \end{pmatrix}.$$
(4)

В системе алгебраических уравнений (4)  $\mathbf{R}^{11}$ ,  $\mathbf{R}^{13}$ ,  $\mathbf{R}^{21}$ ,  $\mathbf{R}^{22}$ ,  $\mathbf{R}^{32}$ ,  $\mathbf{R}^{33}$ ,  $\mathbf{R}^{34}$ ,  $\mathbf{R}^{43}$ ,  $\mathbf{R}^{44}$ ,  $\mathbf{W}^{11}$ ,  $\mathbf{W}^{22}$ ,  $\mathbf{W}^{33}$ ,  $\mathbf{W}^{44}$  – матрицы с элементами

$$\begin{split} R_{kn}^{11} &= -i\omega \frac{1}{c_l^2 \rho_0} \int\limits_{V_0} p_n p_k^* dV \; ; \; R_{kn}^{13} = -\frac{i\omega_k}{c_l} \int\limits_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_k^* dV \; ; \; R_{kn}^{12} = -\frac{i\omega_k}{c_l} \int\limits_{V_0} p_n p_k^* dV \\ R_{kn}^{22} &= \int\limits_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_k^* dV \; ; \; R_{ln}^{32} = \frac{1}{c_\tau^2} \int\limits_{V_0} \vec{v} \cdot \vec{v}_l^* dV \; ; \; R_{ln}^{33} = -\frac{i\omega\rho_0}{c_\tau^2} \int\limits_{V_0} \vec{v}_n \cdot \vec{v}_l^* dV \; ; \\ R_{ln}^{34} &= -i\omega_l \int\limits_{V_0} \vec{E}_n \cdot \vec{E}_l^* dV \; ; \; R_{ln}^{43} = -\frac{i\omega_l}{c_\tau^2} \int\limits_{V_0} \vec{v}_n \cdot \vec{v}_l^* dV \; ; \; R_{ln}^{44} = -\int\limits_{V_0} \vec{E}_n \cdot \vec{E}_l^* dV \; ; \\ W_{kn(\beta)}^{11} &= \int\limits_{S_\beta} e_{n(\beta)}^z \cdot p_k^* dS_\beta \; ; \; W_{ln(\beta)}^{22} = \int\limits_{S_\beta} (\vec{e}_{n(\beta)}^\tau \times \vec{E}_l^*) d\vec{S}_\beta \; ; \\ W_{kn(\beta)}^{33} &= \int\limits_{S_\beta} h_{n(\beta)}^z \vec{v}_k^* \cdot dS_\beta \; ; \; W_{ln(\beta)}^{44} = \int\limits_{S_\beta} (\vec{h}_{n(\beta)}^\tau \times \vec{v}_l^*) \cdot dS_\beta \; . \end{split}$$

Из системы уравнений (4) методом парциальных режимов [1] определяем матрицу импеданса Z автономного блока, которая используется в построении математической модели распространения сейсмических волн в гетерогенной структуре земной поверхности.

Запишем матрицу импеданса Z, гетерогенной структуры земной поверхности и прилегающего воздушного слоя, выделив особо канал Флоке 1, с помощью которого осуществляется сейсмическое нагружение гетерогенной структуры:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{1\alpha} \\ \mathbf{Z}_{\alpha 1} & \mathbf{Z}_{\alpha \alpha} \end{pmatrix},\tag{5}$$

где  $\alpha$  – совокупность индексов остальных виртуальных каналов Флоке 2, 3, ... .

Матрица импеданса связывает вектор **a** (представление скорости частиц) с вектором **b** (представление давления). Для матрицы (1) такая связь имеет следующий вид:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{b}_{1} \\ \mathbf{b}_{\alpha} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{1\alpha} \\ \mathbf{Z}_{\alpha 1} & \mathbf{Z}_{\alpha \alpha} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}_{1} \\ \mathbf{a}_{\alpha} \end{pmatrix}.$$
 (6)

Волновые процессы в гетерогенной структуре земной поверхности и прилегающего воздушного слоя удобно описывать матрицей рассеяния **S**, которая связана с матрицей импеданса **Z** следующим образом:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + \mathbf{I})^{-1} \cdot (\mathbf{Z} + \mathbf{I}), \tag{7}$$

где I – единичная матрица. Матрица рассеяния существует, так как автономный блок записан в терминах собственных волн каналов Флоке, и она имеет структуру, аналогичную матрице импеданса:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{c}_{1}^{-} \\ \mathbf{c}_{\alpha}^{-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{1\alpha} \\ \mathbf{S}_{\alpha 1} & \mathbf{S}_{\alpha \alpha} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{c}_{1}^{+} \\ \mathbf{c}_{\alpha}^{+} \end{pmatrix}.$$

$$(8)$$

Амплитуды падающих волн  $\mathbf{c}_1^+$ ,  $\mathbf{c}_{\alpha}^+$  и амплитуды отраженных волн  $\mathbf{c}_1^-$ ,  $\mathbf{c}_{\alpha}^-$  в каналах Флоке определяются следующим образом:

$$\mathbf{c}_{1}^{+} = \frac{\mathbf{b}_{1} + \mathbf{a}_{1}}{2}, \ \mathbf{c}_{1}^{-} = \frac{\mathbf{b}_{1} - \mathbf{a}_{1}}{2}, \ \mathbf{c}_{\alpha}^{+} = \frac{\mathbf{b}_{\alpha} + \mathbf{a}_{\alpha}}{2}, \ \mathbf{c}_{\alpha}^{-} = \frac{\mathbf{b}_{\alpha} - \mathbf{a}_{\alpha}}{2}.$$
 (9)

Динамическое нагружение гетерогенной структуры (рис. 1) осуществляется со стороны канала Флоке 1 амплитудой падающей волны  $\mathbf{c}_1^+$ , амплитуды остальных падающих волн в каналах математической модели гетерогенной структуры равны нулю ( $\mathbf{c}_{\alpha}^+ = 0$ ). В этих каналах распространяются только уходящие волны, возбужденные динамической нагрузкой со стороны канала Флоке 1. Амплитуда падающей волны  $\mathbf{c}_1^+$  определяется векторами  $\mathbf{a}_1$ ,  $\mathbf{b}_1$ . Компонентами вектора  $\mathbf{a}_1$  являются коэффициенты рядов Фурье представления нормальной и касательной составляющих скорости частиц. Компонентами вектора  $\mathbf{b}_1$  являются коэффициенты рядов Фурье представления нормальной и касательной составляющих скорости частиц. Компонентами вектора  $\mathbf{b}_1$  являются коэффициенты рядов Фурье представления коэффициенты рядов Фурье представления коэффициенты рядов Фурье представления корости частиц. Следовательно, можно проводить комплексное нагружение гетерогенной структуры (скорость частиц, давление, вихрь скорости частиц). При нагружении гетерогенной структуры ступней ноги человека доминирующими являются нормальная составляющая скорости частиц  $\vec{v}^z$  и давление p. Остальные компоненты векторов  $\mathbf{a}_1$  и  $\mathbf{b}_1$ , представляющие касательные составляющие скорости частиц и вихря скорости частиц, принимаем равными нулю.

Зная амплитуду падающей волны ( $\mathbf{c}_1^+ \neq 0$ ,  $\mathbf{c}_{\alpha}^+ \neq 0$ ), определяем (4) амплитуды отраженных волн ( $\mathbf{c}_1^-, \mathbf{c}_{\alpha}^-$ ) в каналах Флоке базового элемента гетерогенной структуры. Среда заполнения каналов Флоке имеет параметры  $\rho$  (плотность),  $c_l$ ,  $c_{\tau}$  (скорости распространения продольных и поперечных упругих волн). Эти параметры выбираем, учитывая физические свойства материалов гетерогенной структуры земной поверхности. Через канал Флоке 1 осуществляется динамическое нагружение гетерогенной структуры ступней ноги человека, следовательно, параметры  $\rho$ ,  $c_l$ ,  $c_{\tau}$  берем для резины (обувь). Для остальных каналов, находящихся сверху структуры, параметры  $\rho$ ,  $c_l$  берем для воздуха. Для каналов, находящихся снизу структуры, параметры  $\rho$ ,  $c_l$ ,  $c_{\tau}$  берем для грунта. Для боковых каналов структуры параметры выбираем следующим образом: первый слой –  $\rho$ ,  $c_l$ ,  $c_{\tau}$  для суглинка; четвертый слой –  $\rho$ ,  $c_l$ ,  $c_{\tau}$  для твердой глины с включениями.

В табл. 1 приведены значения плотности, модуля Юнга и модуля сдвига для слоев гетерогенной структуры слоев земной поверхности.

Таблица 1

Материал	Плотность, ρ, кг/м <sup>3</sup>	Модуль Юнга, <i>E</i> , МПа	Модуль сдвига, G, МПа
Почвенно-растительный слой	1550	16	8
Суглинок	1700	28	14
Твердая глина с включениями	1800	45	22,5

Скорости распространения продольных и поперечных упругих волн определяются следующим образом:

$$c_l = \sqrt{\frac{E}{\rho}}; \ c_{\tau} = \sqrt{\frac{G}{\rho}}.$$

Затухание упругих волн учитывается путем введения комплексного модуля Юнга (для продольных волн) и комплексного модуля сдвига (для поперечных волн) [1]:

$$\dot{E} = E\left(1 + i\frac{2\alpha_l c_l}{\omega}\right); \ \dot{G} = G\left(1 + i\frac{2\alpha_\tau c_\tau}{\omega}\right),$$

где  $\alpha_l$ ,  $\alpha_{\tau}$  – коэффициенты поглощения продольных и сдвиговых упругих волн;  $\omega = 2\pi f$  – частота.

Такой подход позволяет строить широкий класс математических моделей гетерогенных структур с твердыми телами, в частности учесть все разнообразие грунтов, их структуру (слоистость, отличные по составу включения и другие неоднородности). Использование математической модели дает преимущество в сокращении экспериментальных исследований, а также при получении данных, когда по каким-либо причинам эксперимент провести невозможно. Это позволит разработчикам расширить круг решаемых задач сейсмическими средствами обнаружения.

#### Список литературы

- Голованов, О. А. Автономные блоки с виртуальными каналами Флоке и их применение для решения прикладных задач электродинамики / О. А. Голованов // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51, № 12. – С. 1423–1430.
- 2. Ландау, Л. Д. Механика сплошных сред / Л. Д. Ландау, Е. М. Лифшиц. М. : Гос. изд. физ.-мат. лит., 1954. – 471 с.

#### Голованов Олег Александрович

доктор физико-математических наук, профессор, кафедра № 6, Пензенский филиал Военной Академии

материально-технического обеспечения E-mail: golovanovol@mail.ru

#### Кичкидов Анатолий Андреевич

кандидат технических наук, заведующий кафедрой автономных информационных и управляющих систем, Пензенский государственный университет E-mail: aius@pnzgu.ru

#### Прокина Наталья Владимировна

инженер, аспирант, кафедра автономных информационных и управляющих систем, Пензенский государственный университет E-mail: nataly\_pr@mail.ru

#### Тарасов Сергей Александрович

адъюнкт, кафедра № 6, Пензенский филиал Военной Академии материально-технического обеспечения E-mail: tarasovca@mail.ru

#### **Golovanov Oleg Aleksandrovich**

doctor of physical and mathematical sciences, professor, sub-department of № 6, Penza branch of the Military Academy of material-technical support

#### **Kichkidov Anatoliy Andreevich**

candidate of technical sciences, head of sub-department of autonomous information and control systems, Penza State University

#### Prokina Natal'ya Vladimirovna

engineer, postgraduate student, sub-department of autonomous information and control systems Penza State University

#### Tarasov Sergey Aleksandrovich

postgraduate student, sub-department of № 6, Penza branch of the Military Academy of material-technical support

#### УДК 538.5

#### Голованов, О.А.

**Декомпозиционный подход в моделировании распространения сейсмоакустических волн в земной поверхности** / О. А. Голованов, А. А. Кичкидов, Н. В. Прокина, С. А. Тарасов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 46–50.

УДК 004.94

### Р. Ш. Мусаев, А. А. Трофимов, М. А. Фролов

## ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА АБСОЛЮТНОГО ДАВЛЕНИЯ

### R. S. Musaev, A. A. Trofimov, M. A. Frolov

### SIMULATION TECHNIQUE PICKUP TENZOREZISTIV ABSOLUTE PRESSURE SENSOR

**Аннотация**. Представлен расчет чувствительного элемента датчика абсолютного давления методом конечных элементов с применением модуля Simulation в составе программного обеспечения SolidWorks. Результаты расчета позволили разработать конструкцию датчика, отвечающего жестким эксплуатационным требованиям и заявленным метрологическим характеристикам.

*A b s t r a c t.* Calculation of a sensing element from an absolute pressure sensor with the help of finite element analysis using Simulation module as part of the SolidWorks software has been given. Calculation results allowed to develop design of a sensor rising to all stringent requirements and stated metrological characteristics.

**Ключевые слова**: датчик, чувствительный элемент, давление, имитационное моделирование, метод конечных элементов.

*K* e y w o r d s: sensor, sensing element, pressure, solid stat modeling, finite element analysis.

Современные датчики физических величин (давления, температуры, перемещений и др.), применяемые в изделиях ракетно-космической техники и наземных космических инфраструктурах, представляют собой сложные многокомпонентные динамические системы, в которых протекают взаимосвязанные физические процессы различной природы (тепловые, механические, упругие и термоупругие, электрические, оптические и др.). Основой и ответственной составляющей датчиков физических величин являются чувствительные и воспринимающие элементы. В связи с этим становится актуальным исследование воздействия механических и упругих переходных процессов на чувствительные элементы датчиковой аппаратуры. Механические и упругие переходные процессы во многом определяют не только точность датчиков, но и такие важные характеристики как долговечность, надежность, время готовности и в конечном итоге эффективность их работы. Для ускорения разработки датчиковой аппаратуры необходимо уже на этапе проектирования, не прибегая к дорогостоящим натурным испытаниям, знать влияние реальных условий эксплуатации на выходные характеристики датчика. При использовании имитационного моделирования становится возможным комбинирование различных начальных условий эксплуатации, материалов и временных характеристик воздействия возмущающих факторов.

На базе ОАО «Научно-исследовательский институт физических измерений» (г. Пенза) с помощью программного комплекса SolidWorks [1], был проведен ряд исследований в области имитационного моделирования воздействия возмущающих механических и упругих факторов на чувствительный элемент (ЧЭ) тензорезистивного датчика абсолютного давления (ТДАД), имеющего нестабильные эксплуатационные характеристики.

Целью имитационного моделирования работы ТДАД являлось повышение прочностных и эксплуатационных характеристик данного изделия, полученного в результате вычисления выходного сигнала.

Имитационное моделирование работы ТДАД заключается в воссоздании условий работы датчика, а именно: в имитации подачи жидкого азота под давлением 25 МПа в рабочую полость ЧЭ. Под действием давления тензорезистивная измерительная схема, расположенная на поверхности деформированной мембраны воспринимающего элемента (ВЭ), фиксирует изменение электрического сопротивления схемы ВЭ.

Для реализации поставленной цели была создана твердотельная модель ЧЭ ТДАД. Модель представляет собой сварную конструкцию штуцера и ВЭ с расположенной на ней тензорезистивной схемой (рис. 1). Расчет на прочность конструкции осуществлялся методом конечных элементов с применением модуля Simulation [2]. Для расчета напряженнодеформированного состояния использовались следующие физико-механические свойства прецизионного немагнитного коррозионно-стойкого сплава на железохромоникелевой основе: плотность  $\rho$ , коэффициент линейного теплового расширения  $\alpha$ , модуль упругости *E*, предел текучести  $\sigma_{\rm B}$ , коэффициент Пуассона  $\mu$  [3, 4].



Рис. 1. Чувствительный элемент

Для проведения расчета на прочность методом конечных элементов необходимо выполнение граничных условий, задаваемых исходя из принципа работы датчика. На рис. 2 изображена расчетная схема с заданными граничными условиями: жесткая фиксация в месте крепления штуцера к кожуху посредством сварки и номинальное давление жидкого азота, подаваемого в приемную полость ЭЧ.



Рис. 2. Граничные условия прочностного расчета

В результате имитационного моделирования были получены эпюры напряженнодеформированного состояния ЧЭ (рис. 3), а также средние значения радиальной относительной деформации (РОД) и тангенциальной относительной деформации (ТОД).



Рис. 3. Эпюра распределения напряжений ЧЭ исходной конструкции

Для подтверждения достоверности полученных значений и дальнейшего их использования при оптимизации конструкции необходимо убедиться в адекватности построенной модели. В настоящее время нет возможности экспериментально измерить значения ТОД и РОД, но, зная полученные экспериментальным путем значения выходного сигнала ТДАД ( $U_{23кс}$ ), можно сравнить их с расчетным значением выходного сигнала ( $U_2$ ), подставив средние значения ТОД и РОД в выражение [5]

$$U_1 = U_2 \frac{(R_2 + \Delta R_2)(R_4 + \Delta R_4) - (R_1 + \Delta R_1)(R_3 + \Delta R_3)}{[(R_1 - \Delta R_1) + (R_2 - \Delta R_2)][(R_3 - \Delta R_3) + (R_4 - \Delta R_4)]},$$
(1)

где  $U_2$  – напряжение питания измерительной цепи ( $U_2 = 6$  B);  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  – электрическое сопротивление тензорезисторов мостовой схемы, Ом;  $\Delta R_1$ ,  $\Delta R_2$ ,  $\Delta R_3$ ,  $\Delta R_4$  – изменения сопротивлений тензорезисторов мостовой схемы от воздействия измеряемого давления, Ом.

Значения электрических сопротивлений тензорезисторов рассчитываются исходя из схемы соединения тензорезисторов и находятся в пределах от 656 до 742 Ом. Изменение сопротивлений тензорезисторов от воздействия измеряемого давления определяются выражениями [5]

$$\Delta R_1 = \varepsilon_r S R_1; \tag{2}$$

$$\Delta R_2 = \varepsilon_r S R_2; \tag{3}$$

$$\Delta R3 = \varepsilon_t S R_3; \tag{4}$$

$$\Delta R4 = \varepsilon_t SR_4,\tag{5}$$

где  $\varepsilon_r$  – среднее значение РОД мембраны в зоне размещения тензорезистора;  $\varepsilon_t$  – среднее значение ТОД мембраны в зоне размещения тензорезистора; *S* – коэффициент тензочувствительности материала тензорезистора (*S* = 2 [6]).

Принимая во внимание данные средних значений ТОД и РОД, полученных в результате твердотельного моделирования, и расчетных значений выходного сигнала ТДАД, по формуле 1 определено, что расхождение значений выходного сигнала, полученного экспериментально и рассчитанного по построенной модели, составляет около 9 %. Вследствие того, что погрешность результатов расчета и эксперимента не превышает 10 %, созданная модель адекватна. Подтвердив хорошую сходимость результатов, рассмотрим эпюру распределения напряжений (см. рис. 3) ЧЭ при воздействии на него номинального давления.

Для обеспечения надежной и безотказной работы ТДАД необходимо и достаточно, чтобы выполнялось условие прочности [5]:  $\sigma_{\rm B} \geq 1, 5\sigma$ 

(6)

где  $\sigma_{\rm B}$  – предел текучести материала;  $\sigma$  – максимальное напряжение, создаваемое давлением в рабочей полости датчика.

Предел текучести материала составляет 850 МПа, а максимальное значение напряжения по результатам расчетов составило 845 МПа, что сравнимо с пределом текучести для данного материала. Подставив известные и полученные значения в выражение (6), получим, что условие прочности не выполняется – это свидетельствует о том, что в конструкции ЧЭ существует критический элемент, влияющий на надежность и точность измерений. Поскольку предел текучести является критической величиной оценки на прочность конструкции, необходимо изменить конструктивные параметры ЧЭ таким образом, чтобы они не повлияли на метрологические свойства датчика и в то же время позволили повысить его надежность и качество.

По результатам расчета на прочность ЧЭ ТДАД был выявлен критический элемент – концентратор напряжения, которым является радиус скругления (R = 0,1 мм) в рабочей полости ЧЭ. На рис. 4 показана область расположения концентратора напряжения.



Рис. 4. Схема расположения концентратора напряжений

Исходя из условия (6) для повышения надежности конструкции датчика абсолютного давления была изменена конструкция ЧЭ в части изменения радиуса скругления с 0,1 на 0,3 мм.

За счет увеличения размера радиуса скругления удалось снизить максимальное значение напряжения с 850 до 560 МПа, что удовлетворяет прочностному условию (6).

Для анализа полученных результатов необходимо сравнить средние значения РОД существующей и измененной конструкции ЧЭ под действием давления. На рис. 5 представлена диаграмма средних значений РОД до и после изменения радиуса скругления чувствительного элемента, из которой ясно, что изменение радиуса скругления не оказывает существенного влияния на значение РОД, а следовательно, и на значение выходного сигнала ТДАД, расхождения значений не превышают 3 %.



Рис. 5. Диаграмма значений РОД на ЧЭ до и после изменения радиуса скругления

Данный пример наглядно демонстрирует эффективность современных средств проектирования при разработке новых датчиков для особо жестких условий эксплуатации. Проводя такие работы, конструктор может на ранней стадии проектирования избежать ошибок в конструкции. Разработанная конструкция ТДАД отвечает всем заявленным требованиям технического задания и условиям эксплуатации.

#### Список литературы

- 1. Алямовский, А. А. COSMOSWorks. Основы расчета конструкций на прочность в среде SolidWorks / А. А. Алямовский. М. : ДМК Пресс, 2011. 784 с.
- Алямовский, А. А. Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation / А. А. Алямовский. М.: ДМК Пресс, 2011. – 464 с.
- 3. Борисова, А. К. Прецизионные сплавы с особыми свойствами теплового расширения и упругости / А. К. Борисова, С. С. Грацианова. – М. : Изд-во стандартов, 1972. – 156 с.
- 4. Тихонов, Л. В. Механические свойства металлов и сплавов / Л. В. Тихонов, В. А. Кононенко. – Киев : Наукова думка, 1986. – 300 с.
- 5. Разработка теории и методов расчета упругих элементов сложной конструкции / Е. П. Осадчий, А. И. Тихонов [и др.]. – Пенза : Пенз. политехн. ин-т, 1978. – 871 с.
- Новицкий, П. В. Теория измерительных цепей параметрических преобразователей в виде неравновесных мостов // Электрические измерения неэлектрических величин / П. В. Новицкий, Е. П. Осадчий, А. И. Тихонов, А. С. Левшина. – Л. : Энергия, 1975. – 543 с.

#### Мусаев Руслан Шабанович

кандидат технических наук, начальник научноисследовательского конструкторского комплекса, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: polim@mail.ru

#### Трофимов Алексей Анатольевич

доктор технических наук, заместитель начальника УНЦ-37, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: umc37@mail.ru

#### Фролов Михаил Алексеевич

начальник научно-исследовательской лаборатории информационных технологий, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: skrash1987@mail.ru

### Musaev Ruslan Shabanovich

candidate of technical sciences, head of the research design complex, Research Institute of Physical Measurements

#### **Trofimov Aleksey Anatol'evich**

doctor of technical sciences, deputy head of ESC 37, Research Institute of Physical Measurements

#### Frolov Mikhail Alekseevich

head of the research laboratory of information technologies, Research Institute of Physical Measurements

УДК 004.94

#### Мусаев, Р. Ш.

Имитационное моделирование чувствительного элемента тензорезистивного датчика абсолютного давления / Р. Ш. Мусаев, А. А. Трофимов, М. А. Фролов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 51–55.

УДК 51.74

Е. В. Кучумов, Д. В. Попченков

### МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ НАПЫЛЕНИЯ ТОНКИХ ТЕНЗОРЕЗИСТИВНЫХ ПЛЕНОК

### E. V. Kuchumov, D. V. Popchenkov

### MODELING OF TECHNOLOGY OF THIN TENZORESISTENCE FILM DEPOSITION

**Аннотация**. Предпринята попытка очертить круг явлений и законов, позволяющих в дальнейшем построить строгую математическую модель процесса напыления тонких пленок вакуумным испарением.

*A b s t r a c t*. This article defines few basic principles needed for development of elementary mathematical model by vacuum evaporation.

*Ключевые слова*: математическое моделирование, напыление тонких пленок, вакуумное испарение.

*K* e y w o r d s: mathematical modeling, thin film deposition, vacuum evaporation.

#### Введение

В [1] можно найти краткое описание развития теории испарения и ссылки на ключевые работы.

Что касается технологии напыления тонких пленок, стоит в первую очередь отметить первостепенную важность получения пленочного резистора заданной характеристики – полного сопротивления *R*. Для достижения требуемого результата в арсенале моделируемого технологического процесса имеются следующие управляющие параметры:

- температура подложки *T*<sub>п</sub> во время формирования пленок;

- скорость осаждения пленки v<sub>п</sub>;
- толщина пленки d<sub>п</sub>;
- время осаждения пленки  $t_{\rm H}$ .

Таким образом, требуется построить зависимость

$$R = R(T_{\Pi}, v_{\Pi}, d_{\Pi}, t_{H}), \tag{1}$$

опираясь при этом на теорию испарения в вакууме.

Относительно температуры подложки  $T_n$  можно сказать, что она отвечает за качество и структуру напыляемой пленки посредством влияния на процессы десорбции адатомов конденсата и их поверхностной диффузии, а также на процесс зарождения и роста зародышей [2]. В частности, при учете мономолекулярной десорбции с поверхности подложки необходимо знать характерное время  $\tau_r$  акта десорбции, которое определяется следующим соотношением:

$$\tau_r = v^{-1} \exp\left(\frac{E_{\rm a}}{kT_{\rm n}}\right),\tag{2}$$

где v – предэкспоненциальный множитель, имеющий размерность частоты;  $E_a$  – энергия активации десорбции.

Касательно скорости осаждения  $v_n$  можно сказать, что она непосредственно зависит от скоростей испарения  $v_0$  и ориентации лучей относительно подложки, косвенно – от температуры подложки  $T_n$ , и, с другой стороны, определяет толщину пленки как интегральную величину

$$d_{\rm n} = \int_{0}^{t_{\rm H}} v_{\rm n}(\tau) d\tau \,. \tag{3}$$

Стоит отметить, что толщина пленки не является простой геометрической характеристикой пленки. Изменение толщины пленки от мономолекулярных слоев до субмиллиметровых размеров приводит к различному поведению размерных эффектов, определяющих физико-химические свойства получаемой пленки [3]. К тому же при малых толщинах пленки на ее структуру зачастую оказывает ведущее влияние структура подложки, при больших же толщинах пленка начинает проявлять свои индивидуальные свойства.

Можно утверждать [1], что параметр скорости осаждения  $v_{\rm n}$  пленки явно зависит только от скоростей испарения  $v_0$  при фиксированных  $\theta$  и  $\varphi$ . К тому же скоростью испарения  $v_0$ , определяющей скорость осаждения  $v_{\rm n}$ , можно управлять с помощью температуры испаряемого вещества, определяемой, в свою очередь, током  $I_{\rm u}$ , проходящим через конструкцию испарителя.

Учитывая сказанное, выражение (1) надо представить следующим образом:

$$R = R(T_{\Pi}, I_{\mu}, d_{\Pi}, t_{\mu}). \tag{4}$$

#### Теоретическая часть

Сначала рассмотрим кинетику процесса испарения и определим выражение для скорости испарения вещества.

Будем считать, что площадь испаряемого вещества не изменяется в процессе напыления, а само вещество электрически изолировано от испарителя. Тепловая мощность, выделяемая в нагревательном элементе, определяется законом Джоуля–Ленца для синусоидального тока  $\dot{Q}_{\mu} = R_{\mu}I_{\mu}^2/2$ , где  $R_{\mu}$  – сопротивление нагревательного элемента испарителя, а часть мощности, передаваемая испаряемому веществу, характеризуется параметром  $0 \le \beta < 1$ .

Необходимо различать два случая: 1) испарение частиц из твердой фазы; 2) испарение из жидкой фазы. В обоих случаях выражение (5) сохранит свой вид, но со своими коэффициентами испарения  $\alpha_v$  и теплообмена с нагревателем  $\beta$ . Формально переход от случая 1 к случаю 2 будет происходить при температуре плавления испаряемого вещества  $T_{nn}$ .

Таким образом, часть тепла от нагревателя передается испаряемому телу, которое охлаждается за счет испарения со свободной поверхности в условиях высокого вакуума

$$\dot{Q} = \beta_{\vartheta} \dot{Q}_{\mu} - \frac{1}{4} \alpha_{\nu\vartheta} \overline{\nu} \underbrace{\rho_{\Pi} S \Delta C_{p\vartheta} T_{\mu}}_{-2\lambda \text{grad} O}, \qquad (5)$$

где  $\beta_{\vartheta}$  – безразмерный параметр, характеризующий количество тепла, передаваемого от испарителя ( $\vartheta = 1$ ) твердому телу и ( $\vartheta = 2$ ) жидкости;  $\overline{v} = \sqrt{8kT/\pi m}$  – средняя скорость частицы испаряемого вещества;  $\rho_{\Pi}$  – плотность паров вещества у поверхности, приближенно равная плотности самого вещества,  $\Delta C_{p\vartheta} = C_{p\Pi} - C_{p\vartheta}$ ;  $C_{p\Pi}$  – удельная изобарная теплоемкость паров испаряемого вещества;  $C_{p\vartheta}$  – удельная изобарная теплоемкость твердой фазы для случая 1 и жидкой фазы для случая 2;  $\lambda$  – длина ее свободного пробега.

В условиях равновесия, т.е. при  $\dot{Q} = 0$ , разрешим уравнение (5) относительно  $T_{\rm w}$ :

$$T_{\mu}(I_{\mu}) = \left(\frac{\beta_{\vartheta}R_{\mu}\sqrt{\pi m}}{\alpha_{\nu\vartheta}\sqrt{2k}\rho_{\mu}\Delta C_{p\vartheta}S}\right)^{2/3} I_{\mu}^{4/3} = \chi_{\vartheta}I_{\mu}^{4/3}, \qquad (6)$$

где  $\vartheta = 1$  при  $T_{\mu} < T_{\mu n}$  ( $I < I_{\kappa p}$ ) и  $\vartheta = 2$  при  $T_{\mu} \ge T_{\mu n}$  ( $I \ge I_{\kappa p}$ ).

Несмотря на простоту уравнения (6), позволяющего представить зависимость равновесной температуры испарителя от тока его нагревательного элемента с помощью соотношения  $T(I_{\mu}) = \chi_{\vartheta} I_{\mu}^{4/3}$ , теоретическая оценка для коэффициентов  $\alpha_{\nu}$  и  $\beta$  представляет собой достаточно нетривиальную задачу. В действительности же зависимость температуры поверхности испаряемого вещества носит достаточно случайный характер и оправдывается для относительно массивных испаряемых тел без образования шлаков [1].

В геометрии плоской подложки выражение для скорости испарения примет следующий вид [1]:

$$\frac{d^{2}N}{dtdS}(x, I_{\mu}) = \alpha_{\nu} \frac{\exp\left[-\frac{\Delta H_{298}}{RT(I_{\mu})} + \frac{\Delta S_{298}}{R} + \frac{\Delta C_{p\vartheta}}{R} \left\{ \ln\left(\frac{T(I_{\mu})}{298}\right) + \frac{298}{T(I_{\mu})} - 1 \right\} \right]}{\pi\sqrt{2\pi mkT(I_{\mu})}l^{2} \left(1 + \left(x/l\right)^{2}\right)^{2}},$$
(7)

где x – расстояние от точки пересечения нормали до произвольной точки на подложке;  $\Delta H_{298}$  – мольная теплота испарения;  $\Delta S_{298}$  – стандартная энтропия испарения;  $\Delta C_{p\vartheta}$  – разность удельных изобарных теплоемкостей пара и жидкого/твердого состояния испаряемого вещества; m – масса атома или молекулы испаряющегося вещества; k – постоянная Больцмана; l – длина нормали от центральной части испарителя до подложки. Из (7) можно увидеть, что скорость испарения благодаря экспоненциальной зависимости очень чувствительна к температуре поверхности нагреваемого вещества и, следовательно, чувствительна к току испарителя  $I_{\mu}$ , что регулярно наблюдается в опыте.

Для того чтобы перейти к скорости осаждения  $v_n$ , нужно умножить выражение (7) на  $m/\rho$  и проинтегрировать по области напыления. Однако данная область может иметь сложную форму, поэтому проще поступить следующим образом. Сначала проинтегрировать выражение (7) от некоторого минимального размера до некоторого максимального размера, определяемого положением минимально и максимально удаленных точек тензорезистивной пленки на подложке от точки пересечения нормали, т.е. от  $x_{\min}$  до  $x_{\max}$ ; затем разделить это выражение на площадь кольца между радиусами  $x_{\min}$  и  $x_{\max}$ , получив таким образом среднее значение скорости осаждения напыления, и умножить на площадь тензорезистивного элемента  $S_{tr}$ , располагающегося в данном кольце.

В результате средняя скорость осаждения тензорезистивным элементов будет иметь следующий вид:

$$v_{\rm n}(I_{\rm u}) = S_{tr} \frac{\alpha_{\nu}m}{\rho} \frac{\exp\left[-\frac{\Delta H_{298}}{RT(I_{\rm u})} + \frac{\Delta S_{298}}{R} + \frac{\Delta C_{\rho\vartheta}}{R} \left\{ \ln\left(\frac{T(I_{\rm u})}{298}\right) + \frac{298}{T(I_{\rm u})} - 1 \right\} \right]}{2\pi^2 l \sqrt{2\pi m k T(I_{\rm u})} \left(x_{\rm max}^2 - x_{\rm min}^2\right)} \times \left\{ \operatorname{arctg}\left(\frac{x_{\rm max}}{l}\right) + \frac{x_{\rm max}}{l \left(1 + \left(\frac{x_{\rm max}}{l}\right)^2\right)} - \operatorname{arctg}\left(\frac{x_{\rm min}}{l}\right) - \frac{x_{\rm min}}{l \left(1 + \left(\frac{x_{\rm min}}{l}\right)^2\right)} \right\}.$$
(8)

Если считать скорость осаждения постоянной во время всего процесса напыления, то выражение (3) позволяет связать толщину напыленной пленки со временем напыления  $t_{\rm H}$  линейным образом:

$$d_{\rm II}(I_{\rm H}, t_{\rm H}) = v_{\rm II}(I_{\rm H})t_{\rm H}.$$
(9)

Если в выражении для скорости осаждения (8) учесть процесс мономолекулярной десорбции, то зависимость толщины пленки от времени напыления представится следующим образом [2]:

### 2012, Nº 2

$$d_{\rm m}(T_{\rm m}, I_{\rm M}, t_{\rm H}) = v_{\rm m}(I_{\rm M})\tau_r(T_{\rm m}) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t_{\rm H}}{\tau_r(T_{\rm m})}\right) \right\},$$
(10)

где зависимость  $\tau_r(T_{\Pi})$  определяется соотношением (2).

Окончательно для получения явного вида соотношения (4) нужно удельное сопротивление материала пленки  $\rho_R$  разделить на толщину пленки  $d_n$ :

$$R(T_{\rm n}, v_{\rm n}, d_{\rm n}, t_{\rm H}) = \rho_R / d_{\rm n}(T_{\rm n}, I_{\rm H}, t_{\rm H}).$$
(11)

#### Экспериментальная часть

В экспериментах нагревательный элемент представлял собой несколько сложенных в ряд проволок и, по сути, являлся испарителем. Напыление проводилось при расстоянии от испарителя до тестового образца в 230 мм.

Как указывалось выше, эксперимент проводился по следующим направлениям:

влияние скорости осаждения тензорезистивной пленки;

- влияние времени осаждения пленки;

- влияние температуры подложки во время осаждения тензорезистивной пленки;
- влияние толщины тензорезистивной пленки.

Как видно из соотношения (8), формально в построенной модели скорость осаждения зависит только от тока нагревателя. Такая ситуация, в принципе, не далека от реальности, так как у инженера-технолога имеются возможности измерения скорости осаждения безотносительно к температуре подложки и времени осаждения пленки.

На рис. 1 представлено сравнение теоретической кривой и экспериментальных данных. Относительная погрешность для различных экспериментальных точек имеет близкие значения. Критический ток для фазового превращения определялся на основе визуальных наблюдений.



Рис. 1. Теоретическая кривая (8) (сплошная линия) и экспериментальные данные (интервалы погрешности)

Соотношения (9) и (10) можно проверить, используя опытные данные зависимостей толщин пленок от времени напыления для постоянной скорости напыления, т.е. тока испарителя и температуры подложки (рис. 2). Из представленной теоретической зависимости видно, что в заданном временном интервале мономолекулярный механизм десорбции приводит к практически линейной зависимости от времени осаждения, что особенно хорошо видно в сравнении с прямой (9). Расходимость с линейной зависимостью растет при больших временах осаждения.



Рис. 2. Теоретическая кривая (9) (пунктирная линия), теоретическая кривая (10) (сплошная линия), точки – экспериментальные данные для толщин пленок, полученные осаждением при токе испарителя 300 А и температуре подложки 230 °C

Отклонения экспериментальных точек от теоретических зависимостей (9), (10) для больших времен напыления можно объяснить влиянием неучтенных механизмов процесса роста резистивной пленки, а также особенностями подложки и просто погрешностями измерения.

На рис. 3 представлена зависимость полного сопротивления от тока нагревателя и времени напыления для температуры подложки 230 °C, рассчитанная на основе выражения (11).



Рис. 3. Зависимость полного сопротивления *R* в Ом/□ для температуры подложки 230 °C

#### Заключение

Несмотря на удовлетворительное качественное совпадение экспериментальных данных и теоретических зависимостей, форма кривой на рис. 1 была получена не из расчета на основе физико-химических параметров (многие из которых просто неизвестны), а с применением регрессии по методу наименьших квадратов. Поэтому для близких величин нельзя сказать конкретно, какой именно из параметров  $\alpha_{v\vartheta}$  и  $\beta_{\vartheta}$  привел к данному значению  $\chi_{\vartheta}$ . Уточнить вклад указанных параметров позволят дальнейшие теоретический и экспериментальный анализы.

Помимо прочего, модель построена на основе представления об испарении и конденсации однокомпонентного материала (чистого металла). В действительности реальный материал представлял собой трехкомпонентный сплав, что должно быть учтено в более корректной модели.

Не учтены также механизмы роста пленки на основе различных представлений теории зародышей и диффузии адатомов по поверхности подложки [4].

И все же, несмотря на простоту модели, она позволяет прояснить многие моменты технологии процесса напыления. В частности, анализируя рис. 2, можно сделать вывод, что учет мономолекулярной десорбции в рассматриваемом интервале времен напыления не приводит к более сложной по сравнению с линейной зависимости от времени осаждения. Поэтому при построении более корректной модели учета влияния температуры подложки акцент должен быть смещен в сторону механизмов образования зародышей и кристаллизации.

Отметим, что при расчете по формуле (11) было полностью проигнорировано влияние размерных эффектов на проводимость тензорезистивной пленки.

Уточнить и развить перечисленные замечания позволят дальнейшие теоретические и экспериментальные исследования.

#### Список литературы

- 1. Технология тонких пленок : справочник / под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга. М. : Сов. радио, 1977. Т. 1. 664 с.
- Кукушкин, С. А. Процессы конденсации тонких пленок / С. А. Кукушкин, А. В. Осипов // УФН. – 1998. – Т. 168, № 10. – С. 1083–1116.
- 3. Проценко, И. Е. Электрофизические свойства и диффузионные процессы в многослойных пленочных структурах / И. Е. Проценко // Тонкие пленки в оптике и электронике : сб. докл. 15-го междунар. симп. – 2003. – № 15. – С. 167–183.
- 4. Технология тонких пленок : справочник / под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга. М. : Сов. радио, 1977. Т. 2. 768 с.

#### Кучумов Евгений Владимирович

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: evgenii\_kuchumov@mail.ru

#### Попченков Дмитрий Валентинович

начальник НИЛ 621, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: volohov@niifi.ru

#### Kuchumov Evgeniy Vladimirovich

candidate of technical sciences, senior staff scientist, Research Institute of Physical Measurements

#### Popchenkov Dmitriy Valentinovich

head of the research laboratory 621, Research Institute of Physical Measurements

УДК 51.74

#### Кучумов, Е.В.

Моделирование технологии напыления тонких тензорезистивных пленок / Е. В. Кучумов, Д. В. Попченков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 56–61. УДК 621.317

М. Г. Мясникова, О. Н. Никишин, Б. В. Цыпин

## О РАЦИОНАЛЬНОМ ВЫБОРЕ ШАГА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕДУР НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЧАСТНЫХ И РАЗНОСТЕЙ

M. G. Myasnikova, O. N. Nikishin, B. V. Cypin

## ON THE RATIONAL CHOICE OF THE SAMPLING STEP IN THE MEASUREMENT PROCEDURES BASED ON THE QUOTIENTS-DIFFERENCES METHOD

**Аннотация**. Рассмотрена возможность применения метода частных и разностей для измерения параметров полигармонических сигналов. Исследовано влияние числа периодов и шага дискретизации на погрешности измерения амплитуды и частоты сигнала при применении данного метода.

*A b s t r a c t*. The possibility of measurement of polyharmonic signals parameters using quotients-differences method is considered. The effect of number of periods and sampling step on the measurement error of amplitude and frequency of the signal are investigated at the given method.

*Ключевые слова*: метод частных и разностей, шаг дискретизации, период, погрешность, длительность измерения.

*Key words*: quotients-differences method, sampling step, period, accuracy, sampling time.

В настоящее время все больше математических методов, традиционно использовавшихся для решения таких задач, как, например, интерполяция функций или обработка сигналов (и, в частности, спектральный анализ), находят применение и в измерительных задачах. Это связано с тем, что, как правило, многие из таких методов оперируют с параметрами, связанными с физическими параметрами сигналов. Таким образом, указав погрешность, с которой мы можем измерять эти параметры, а также параметры регистрации самого сигнала, на основе алгоритма обработки мы получим методику измерения.

Одним из таких алгоритмов, пригодных как для измерительных процедур, так и для задач сжатия и восстановления сигналов, является алгоритм частных и разностей (QDалгоритм), описанный Г. Рутисхаузером в [1]. В частности, этот алгоритм используется для решения задачи интерполяции функции x(t) экспоненциальными суммами:

$$x_{n}(t) = \sum_{k=1}^{n} c_{k} e^{\alpha_{k} t} , \qquad (1)$$

где параметры  $c_k$  и  $\alpha_k$  в общем случае являются комплексными числами, а показатели  $\alpha_k$  удовлетворяют условию  $\operatorname{Re}\alpha_k \leq 0$  для всех k.

В измерительных задачах речь идет уже об аппроксимации временных рядов, т.е. функций, заданных таблично. Задача экспоненциальной аппроксимации сигнала x(t), рассматриваемого в промежутке  $[t_0, T]$ , состоит в определении параметров экспоненциальной суммы (1) по результатам N измерений  $\{x(t_i)\}_0^{N-1}$  сигнала x(t) в заданные последовательные моменты времени  $\{t_i\}_0^{N-1}, t_i \in [t_0, T].$ 

Для нахождения коэффициентов  $\{c_k\}_1^n$ , показателей  $\{\alpha_k\}_1^n$  и параметра *n* экспоненциальной суммы (1) будем считать  $N \ge 2n$ ,  $t_{N-1} \le T$ . При этом *n* фактически является порядком аппроксимирующей модели, от которого зависят сложность решения задачи и согласованность между экспоненциальной суммой (1) и реальным сигналом x(t).

В нашем случае будем рассматривать равноотстоящие узлы, причем выполняется равенство N = 2n, параметры задачи  $\{c_k\}_1^n$ ,  $\{\alpha_k\}_1^n$  будем считать вещественными.

Положим  $x(t_i) = x_n(t_i)$ , и при фиксированном порядке *n* для равноотстоящих узлов получим систему уравнений

$$x(t_i) = \sum_{k=1}^{n} c_k e^{\alpha_k (t_0 + i\Delta t)}, i = 0, 1, \dots, N - 1, N \ge 2n,$$
(2)

для определения неизвестных параметров  $\{c_k\}_1^n$ ,  $\{\alpha_k\}_1^n$ .

Систему (2) несложно привести к следующему виду:

$$x(t_i) = \sum_{k=1}^n d_k z_k^i, i = 0, 1, \dots, N-1, N \ge 2n,$$
(3)

где  $d_k = c_k e^{\alpha_k t_0}$ ,  $z_k = e^{\alpha_k \Delta t}$ .

Подход Рутисхаузера к интерполяции функции x(t) экспоненциальной суммой (1) базируется на использовании *z*-преобразования X(z) этой функции:

$$X(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{x(t_i)}{z^{i+1}} = \sum_{k=1}^{n} \frac{d_k}{z - z_k}, \ d_k = c_k e^{\alpha_k t_0}, \ z_k = e^{\alpha_k \Delta t},$$
(4)

где функция X(z) с помощью соотношений (2), (3) представляется в виде суммы простейших дробей. Поэтому задача нахождения неизвестных параметров  $\{z_k\}_1^n$  и  $\{d_k\}_1^n$  в (4) может быть решена с помощью оригинального алгоритма частных и разностей (QD-алгоритма) [1].

Основой QD-алгоритма являются простые правила ромба:

$$\begin{cases} e_{j}^{(i)} = e_{j-1}^{(i+1)} + q_{j}^{(i+1)} - q_{j}^{(i)}; \\ q_{j+1}^{(i)} = q_{j}^{(i+1)} \frac{e_{j}^{(i+1)}}{e_{j}^{(i)}}. \end{cases}$$
(5)

Правила ромба применяются при i = 0, 1, ..., N - 1, j = 1, 2, ..., и следующих начальных условиях:  $e_0^{(i)} = 0, q_1^{(i)} = x(t_{i+1}) / x(t_i)$ .

Каждая из формул (5) связывает четыре элемента, располагаемых в вычислительной схеме в вершинах Q- и D-ромбов. Такая вычислительная схема, основанная на соотношениях (5), довольно проста и является обобщением известной вычислительной схемы, использующей конечные разности.

QD-алгоритм тесно связан с теорией непрерывных дробей. Он преобразует исходную последовательность  $\{x(t_i)\}_0^{N-1}$  в новую последовательность  $\{q_j^{(0)}, e_j^{(0)}\}$ , которая дает представление X(z) в виде непрерывной дроби

$$X(z) = \frac{x(t_0)}{z - q_1^{(0)}} - \frac{e_1^{(0)} q_1^{(0)}}{z - q_2^{(0)} - e_1^{(0)}} - \frac{e_2^{(0)} q_2^{(0)}}{z - q_3^{(0)} - e_2^{(0)}} - \dots$$
(6)

Функцию X(z) несложно записать в виде отношения двух многочленов  $U_{n-1}(z)$  и  $V_n(z)$  степеней n-1 и *n* соответственно:

$$X(z) = \frac{U_{n-1}(z)}{V_n(z)}.$$
(7)

Сравнение выражений (6) и (7) показывает, что числа  $\{z_k\}_1^n$  являются корнями уравнения  $V_n(z) = 0$ , а числа  $\{d_k\}_1^n$  вычисляются по формуле

$$d_{k} = \frac{U_{n-1}(z_{k})}{V'_{n}(z_{k})}, k = 1, ..., n.$$
(8)

Нетрудно догадаться, что вычисляемые при реализации такой процедуры параметры  $c_k$ и  $\alpha_k$  будут нести информацию о физических параметрах сигнала. Так, параметры  $\alpha_k$  несут информацию о частотах, входящих в состав сигнала, а  $c_k$  являются соответствующими им комплексными амплитудами.

Погрешность определения этих параметров зависит как от погрешности исходных данных, так и от методической погрешности алгоритма их обработки.

Целями работы были исследование погрешностей, обеспечиваемых данным методом, а также установление предельных значений параметров регистрации сигнала, при которых можно гарантировать обеспечение заданной точности. Такими параметрами могут быть соотношение между периодом сигнала и временем измерения n, общее число измерений (число дискретных отсчетов сигнала N), шаг дискретизации  $\Delta t$ . Аналитическое исследование погрешностей метода невозможно, поэтому необходимо было провести моделирование процесса измерения, которое позволило бы оценить погрешности измерения и сформулировать некоторые рекомендации по их уменьшению.

В качестве сигнала при исследовании применялась следующая дискретная модель:

$$u_{i} = \sum_{m=1}^{p} U_{m} \cos\left(2\pi i \Delta t f_{m} + \phi_{m}\right) + \xi_{i} \frac{1}{q}, \ i = 1, \dots, N,$$
(9)

где  $U_m$ ,  $f_m$ ,  $\phi_m$  – амплитуда, частота и фаза *m*-той гармоники сигнала соответственно; *i* – номера отсчетов сигнала (дискретное время);  $\Delta t$  – шаг дискретизации;  $\xi_i$  – значения аддитивного белого шума с нулевым матожиданием и дисперсией  $\sigma_{\rm m} = 0,1$  в моменты отсчетов; *q* – отношение сигнал/шум; *N* – количество зарегистрированных дискретных отсчетов.

В качестве основного параметра, оказывающего наибольшее влияние на погрешность измерения, и был выбран шаг дискретизации. Однако, как известно, этот параметр тесно связан с полосой частот, в которой находится исследуемый сигнал. Чтобы не привязываться к конкретным частотным диапазонам, было решено исследовать влияние шага дискретизации косвенным образом. При этом шаг дискретизации определялся соотношением

$$\Delta t = n / \left( N f_{\mu_{3M}} \right), \tag{10}$$

где n – параметр, который условно назовем «число периодов сигнала за время измерения»;  $f_{\rm изм}$  – измеряемая частота. «Условно» здесь означает, что для периодических сигналов, если принять шаг дискретизации как расстояние между отсчетами за условную единицу, которая соответствует периоду повторения конкретного сигнала, параметр n и будет физически являться числом периодов сигнала за время измерения, соответствующим длине N. Для непериодических же сигналов моделирование проводится таким же образом, однако применение термина «число периодов сигнала за время измерения» здесь уже будет являться не столь корректным», однако и в этом случае этот параметр также может быть пересчитан в шаг дискретизации, соответствующий определенной длительности измерения и полосе частот.

Поэтому с целью проведения эксперимента по моделированию метода частных и разностей в относительных единицах мы исследовали влияние шага дискретизации на погрешности измерения параметров путем измерения числа периодов модельного сигнала. При этом число периодов изменялось от 1 до 70. Верхний предел был выбран экспериментально и является достаточным для выявления нужных закономерностей. При проведении этого эксперимента фактически изменяется частота сигнала (и адаптивно к ней шаг дискретизации). Поэтому по результатам проведения такого эксперимента мы сможем дать рекомендации о выборе шага дискретизации в зависимости от частоты измеряемого колебания.

В ходе эксперимента использовались следующие параметры модели (9): соотношение сигнал/шум q = 100, число отсчетов сигнала N = 150. Кроме того, для моделирования квантования, обусловленного наличием АЦП, модель (9) была дополнена следующим образом:

$$\tilde{u}_i = \frac{\operatorname{round}\left\{2^d \left[u_i\right]\right\}}{2^d}$$

где d – количество разрядов АЦП с двоичным шагом квантования, которое в данном эксперименте было принято равным 20; round  $\{x\}$  – ближайшее целое число x в скобках.

Измеряемыми параметрами в данном эксперименте были амплитуды и частоты составляющих модельного сигнала. При этом частоты определялись через параметры  $\alpha_k$ , оцененные методом частных и разностей по модели (1)  $f_k = \operatorname{arctg}\left[\frac{\operatorname{Im} \alpha_k}{\operatorname{Re} \alpha_k} \cdot \frac{1}{2\pi\Delta t}\right]$ , а амплитуды – че-

рез параметры  $c_k$  той же модели:  $U_k = |c_k|$ .

При моделировании измерения одного колебания в отсутствие периодических помех зависимость погрешностей от числа периодов сигнала имеет вид, приведенный на рис. 1.



Рис. 1. Влияние числа периодов сигнала на погрешность измерения: *а* – амплитуды; *б* – частоты

Из графика видно, что число периодов сигнала, которое принимается за время измерения, ограничено с двух сторон. Сверху оно ограничено резко и соответствует такому построению измерительного эксперимента, при котором на период колебания приходится 4–4,5 отсчета. Граница снизу более плавная. Если принять нижнюю границу на уровне 0,8 %, то число отсчетов на период находится в диапазоне от 100 до 130.

Когда рассматривается случай приема сигнала с периодическими помехами, это соответствует полигармоническому сигналу, т.е. в модели (9) присутствует несколько слагаемых, соответствующих разным частотам, причем только одна из них считается информативной. Графики погрешностей для такого эксперимента приведены на рис. 2.



Рис. 2. Влияние числа периодов сигнала на погрешность измерения: *а* – амплитуды; *б* – частоты при наличии гармонических помех

Сравнивая графики зависимостей для одного и трех гармонических сигналов, стоит обратить внимание, что во втором случае ширина оптимального (по критерию минимизации погрешности) диапазона значения числа периодов измеряемого сигнала практически не изменилась, а величина погрешности изменилась на 10 % от первого случая.

Если границу снизу выбрать также на уровне примерно 0,8 %, то число периодов устанавливается около 90–80.

Результаты исследования влияния на погрешности числа периодов за время измерения можно связать с параметром шага дискретизации. Очевидно, что при отсутствии шума достаточно двух отсчетов на период измеряемого сигнала при применении данного алгоритма измерения, в присутствии же помех этот показатель увеличивается – необходимо регистрировать уже более трех отсчетов за период. Если в принятом сигнале присутствует и периодическая помеха, то число точек на период следует увеличить до 4–5.

Исходя из соотношения (10), принятого при моделировании, шаг дискретизации  $\Delta t$  следует выбирать:

- для сигнала со случайной помехой  $1/(5...30 \cdot f_{_{\rm H3M}});$ 

– для сигнала со смесью периодической и случайной помехи  $1/(6...10 \cdot f_{\text{изм}})$ .

Проводя этот эксперимент, фактически, мы меняли не только длину реализации сигнала, но и его частоту. Как уже было объяснено, эти частотные свойства явно отразились на зависимости погрешности, так как с частотой было связано и определение шага дискретизации. При этом шаг дискретизации, задаваемый выражением (10), зависел от измеряемой частоты,

что приводило к нарушению требований теоремы Котельникова при  $N \le \frac{n}{\Delta t \cdot f} = \frac{n}{f/2f} = 2n$ .

Именно этим и объясняется характер зависимостей, приведенных на рис. 1 и 2, - скачкообразное увеличение погрешности при крайних значениях параметра *n* говорит о нарушении теоремы Котельникова. Таким образом, выбирая параметр *n* в пределах границ скачкообразных изменений, мы тем самым можем выбрать шаг дискретизации, не только удовлетворяющий теореме Котельникова, но и позволяющий минимизировать методическую погрешность, связанную с применением метода частных и разностей.

Результаты проведенных исследований показывают, что предложенные алгоритмы, использующие аппроксимацию экспоненциальными суммами на основе метода частных и разностей, с успехом могут применяться для измерительных процедур, обеспечивая при этом погрешность измерения параметров не более 1 %, а рациональный подход к выбору параметров регистрации сигнала позволит уменьшить эту погрешность в разы.

### Список литературы

- 1. Рутисхаузер, Г. Алгоритм частных и разностей / Г. Рутисхаузер. М. : Иностр. лит., 1960. 94 с.
- 2. Джоунс, У. Непрерывные дроби. Аналитическая теория и приложения / У. Джоунс, В. Трон. М. : Мир, 1985. 414 с.

### Мясникова Мария Геннадьевна

кандидат технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: urchin\_blue@mail.ru

#### Никишин Олег Николаевич

аспирант, Пензенский государственный университет E-mail: gtleon@mail.ru

#### Цыпин Борис Вульфович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: cypin@yandex.ru

### Myasnikova Mariya Gennad'evna

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

#### Nikishin Oleg Nikolaevich

postgraduate student, Penza State University

#### **Tsypin Boris Vul'fovich**

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

### УДК 621.317

#### Мясникова, М. Г.

О рациональном выборе шага дискретизации при проведении измерительных процедур на основе метода частных и разностей / М. Г. Мясникова, О. Н. Никишин, Б. В. Цыпин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 62–67.

УДК 621.391; 519.21

А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков

### ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ДЕКОМПОЗИЦИИ АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

A. K. Alimuradov, P. P. Churakov, A. Yu. Tychkov

### HARDWARE AND SOFTWARE SYSTEM MANAGEMENT USING THE DECOMPOSITION OF THE ACOUSTIC SIGNALS

**Аннотация**. Статья посвящена разработке программно-аппаратного комплекса управления средствами технического назначения для инвалидов с помощью звуковых команд. Подчеркнута актуальность задачи исследования и разработки системы для обеспечения людей с ограниченными возможностями средствами социально-бытовой адаптации. Предложен алгоритм работы системы управления, основанный на использовании адаптивного математического аппарата преобразования Гильберта–Хуанга.

*A b s t r a c t*. The article is hard-ware-software complex of technical means for the disabled through acoustic signals. Emphasizes the urgency of the task of research and development system for people with disabilities by means of social adaptation. We propose an algorithm of the control system based on the use of adaptive mathematical apparatus Hilbert–Huang transform.

**Ключевые** слова: акустический сигнал, управление техническими средствами, преобразование Гильберта–Хуанга.

*K* e y w o r d s: acoustic signal, control of technical means, Hilbert-Huang transform.

По данным Министерства здравоохранения и социального развития Российской Федерации за 2012 г., количество инвалидов в России составляет свыше 13 млн человек (9,2 % от общего числа населения), и ежегодно их численность в стране увеличивается на 1 млн человек.

Социальная политика в России направлена на восстановление нарушенных связей инвалидов с обществом. Согласно государственной программе «Доступная среда» в России существует необходимость создания систем социально-бытовой адаптации, т.е. обеспечения инвалидов специализированными техническими средствами, помогающими им в сферах здравоохранения, быта и образования.

Разрабатываемая интеллектуальная система (рис. 1) представляет собой программноаппаратный комплекс, предназначенный для дистанционного управления средствами технического назначения с помощью любых индивидуальных акустических сигналов (шаблонов звуков) [1].

Управление в разрабатываемой системе будет осуществляться средствами первой необходимости:

- система вызова помощи медперсонала;

- управление навигацией инвалидных кресел;

- организация доступа в помещение с помощью «звукового ключа»;
- контроль и управление освещением;

- управление домашней бытовой техникой.



Рис. 1. Разрабатываемая интеллектуальная система

Суть разработки – технология адаптивной обработки акустических сигналов с использованием новейших математических новаций – преобразования Гильберта–Хуанга [2], цель – внедрение данной технологии в качестве разработки интеллектуальной системы управления средствами технического назначения посредством акустических сигналов.

Под обработкой подразумеваются фильтрация и выделение информативных параметров акустических сигналов, в качестве которых могут выступать любые индивидуальные акустические сигналы, способные воспроизводить люди с ограниченными возможностями: искаженная речь, мычание, хрип, крик, хлопки и т.п.

Приведенные виды акустических сигналов по своей природе являются нелинейными и нестационарными, что серьезно усложняет их обработку и анализ. На сегодняшний день для обработки акустических сигналов, как правило, используются два основных метода: временной и спектральный.

Суть временного метода заключается в определении характерных точек сигнала с последующим использованием их для вычисления информативных параметров. С точки зрения технической реализации в качестве характерных точек могут быть выбраны явные максимумы (минимумы) и моменты пересечения нулевой оси времени функцией сигнала. Главный недостаток временных методов заключается в неоднозначности выделения характерных точек, вызванной шумами и смещениями нулевого уровня.

Особенностью спектрального метода является использование всех отсчетов данных, зарегистрированных в сигнале. Многие акустические сигналы имеют специфический спектральный состав и занимают характерные спектральные области. Использование спектрального анализа позволяет выделять информативные параметры с достаточной точностью. К недостаткам классического спектрального метода относятся низкая адаптивность к локальным свойствам сигналов, недостаточно высокое спектральное разрешение и сравнительно большие вычислительные затраты.

Как правило, оба метода обработки проводятся по выборке данных достаточно большой длительности, и короткие локальные изменения не вносят значительного вклада в результирующий анализ сигнала. Для решения этой проблемы предложено использовать новый метод обработки акустических сигналов, основанный на преобразовании Гильберта–Хуанга. Основным преимуществом данного метода является высокая адаптивность, проявляющаяся в том, что базисные функции, используемые при разложении звука, извлекаются непосредственно из самого исходного сигнала и позволяют учитывать только ему свойственные особенности [3].

Составляющие, полученные в результате разложения, позволяют выполнять эффективное для дальнейшего анализа преобразование Гильберта–Хуанга. В результате акустический сигнал

представляется в частотно-энергетически-временной области, что позволяет выявить скрытые модуляции и области концентрации энергии, которые позволяют анализировать как глобальные, так и локальные свойства сигналов и требуют меньших вычислительных затрат [4, 5].

Преобразование Гильберта-Хуанга включает два основных этапа:

1. Разложение сигнала на компоненты – декомпозиция на эмпирические моды (ДЭМ).

2. Формирование по полученным эмпирическим модам спектра Гильберта.

На рис. 2 приведен алгоритм ДЭМ, который является классическим, базовым. Он достаточно прост в реализации и требует сравнительно небольшого объема вычислений.

На сегодняшний день для людей с ограниченными возможностями существует достаточное количество систем голосового управления, в том числе и на русском языке. 97 % этих систем представляют собой программные продукты для управления персональным компьютером или телефоном: «Dragon Naturally Speaking», «MagniTalk», «Сакрамент», «Горыныч» и др. И всего лишь 3 % – это системы, представляющие собой устройства голосового управления техническими средствами. В основном эти устройства встроены в высокоинтеллектуальные системы контроля и управления типа «Smart Home» («Умный дом»). В мире можно отметить несколько производителей таких систем: «Voice activated Software in Home control systems for elderly and disabled», «Voice Activated Appliances for Severely Disabled Persons», «Voice control system for smart home based Zigbee».



Рис. 2. Алгоритм ДЭМ

Анализ приведенных систем выявил некоторые недостатки:

 – интеграция в высокоинтеллектуальные системы «Умный дом» обладает избыточной функциональностью и соответственно высокой и неприемлемой для инвалидов ценой;

 – управление осуществляется только голосовыми командами, в ситуации, когда у инвалида серьезные нарушения с артикуляционным аппаратом и он не способен воспроизводить внятную речь, данные системы неприменимы.

Для устранения приведенных недостатков в качестве преимуществ над аналогами предложены следующие решения:

 – разработка автономного программно-аппаратного комплекса управления средствами первой необходимости для людей с ограниченными возможностями;  применение высокоэффективных адаптивных алгоритмов обработки на основе преобразования Гильберта–Хуанга, позволяющих использовать в качестве команд управления любые акустические сигналы.

#### Список литературы

- 1. Фролов, А. В. Синтез и распознавание речи. Современные решения / А. В. Фролов. М.: Связь, 2003. 216 с.
- Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long // Proc. R.: Soc. Lond. A. – 1998. – V. 454. – P. 903–995.
- Алимурадов, А. К. Фильтрация речевых сигналов с использованием метода множественной декомпозиции и оценки энергии эмпирических мод / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 4. – С. 50–61.
- Алимурадов, А. К. Определение частоты основного тона речевого сигнала с использованием метода множественной декомпозиции на эмпирические моды / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе : сб. тр. III Всерос. науч.-практ. конф. студентов и молодых ученых. Пенза, 2012. С. 121–126.
- Алимурадов, А. К. Алгоритм обработки речевых сигналов в системе биометрической идентификации / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : сб. тр. междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. школы для молодых ученых. – Пенза, 2012. – С. 302–307.

#### Алимурадов Алан Казанферович

кандидат технических наук,

кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Чураков Петр Павлович

доктор технических наук, профессор, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: iit@pnzgu.ru

#### Тычков Александр Юрьевич

кандидат технических наук, директор студенческого научнопроизводственного бизнес-инкубатора, Пензенский государственный университет E-mail: tychkov-a@pnzgu.ru

#### Alimuradov Alan Kazanferovich

candidate of technical sciences, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

#### **Churakov Petr Pavlovich**

doctor of technical sciences, professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University

#### Tychkov Aleksandr Yur'evich

candidate of technical sciences, director of student research and production business incubator, Penza State University

### УДК 621.391; 519.21

Алимурадов, А. К.

Программно-аппаратный комплекс управления с использованием метода декомпозиции акустических сигналов / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 68–71.

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 681.2.088

А. Г. Дмитриенко, Д. И. Нефедьев, А. А. Трофимов

## АМПЛИТУДНО-ЛОГИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ С РАСТРОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

A. G. Dmitrienko, A. A. Trofimov, D. I. Nefediev

## AMPLITUDE-LOGICAL METHOD FOR HANDLING OUTPUT SIGNALS WITH RASTER DISPLACEMENT SENSOR OF TRANSFORMER

**Аннотация**. Рассмотрен амплитудно-логический метод обработки выходных сигналов растровых трансформаторных датчиков линейных и угловых перемещений, определены источники основных погрешностей, возникающих при его использовании.

*A b s t r a c t*. The amplitude-logical method of output signal processing of raster sensors for linear and angular displacements is presented. The sources of basic errors of the amplitude-logical method are determined.

**Ключевые слова**: растровый датчик, квантование, погрешность квантования, периодический сигнал, модуляция.

*K* e y w o r d s: raster sensor, quantization, quantization error, periodic signal, modulation.

Отличительной особенностью всех растровых трансформаторных датчиков перемещений независимо от типа сопряжения (цилиндрическое или торцевое), конструктивного исполнения и диапазонов измерений является идентичность выходных сигналов [1], что позволяет использовать для всех типов датчиков единый вторичный преобразователь, в котором реализован амплитудно-логический метод обработки сигналов.

Представление непрерывного сигнала в виде совокупности дискретных уровней приводит к погрешностям, которые связаны как с функцией преобразования, так и с методами квантования. При равномерном законе распределения погрешности по диапазону среднеквадратическая погрешность квантования [2]

$$\sigma_{\rm KB} = \frac{\delta_{\rm max}}{2\sqrt{3}},$$

где  $\delta_{max}$  – величина участка дискретности
К примеру, для преобразователя ПУИ 065 [3]

$$\delta_{\max} = \frac{\pi}{zn}, \ \sigma_{\kappa B} = \frac{\pi}{zn2\sqrt{3}} = \frac{180}{72 \cdot 4 \cdot 2\sqrt{3}} = 10.8',$$

где z – число зубьев при цилиндрическом сопряжении растров; n – число измерительных обмоток.

Рассмотрим амплитудно-логический метод квантования, который использован в преобразователе ПУИ 065. Амплитудно-логический метод квантования полнофазной системы периодических сигналов был впервые описан для сельсинного преобразователя [2], где число обмоток n = 5.

Для построения датчиков с любым числом обмоток целесообразно получить общие выражения для идентификации каждого кванта шкалы.

Сущность метода поясним на примере (рис. 1). На рисунке упрощенно показана периодическая полнофазная система из n выходных сигналов, смещенных в пространстве на величину «С». Это система

$$U = A_0 + f(x + (j-1)C + \xi T), \qquad (1)$$

где T – период преобразования; j – номер сигнала, j = 1, ..., n;  $\zeta = 1, 2, 3, ...$ 



Рис. 1. Полнофазная система сигналов

Проекции точек пересечения синусоида делят период преобразования на N = 2n одинаковых квантов.

Для выполнения этого условия функция f(x) должна удовлетворять следующим условиям:

$$f(x) = f(-x); f(x \pm \frac{T}{2}) = -f(x \pm \frac{T}{2})$$

На каждом участке дискретности *i* существует определенное соотношение амплитуд, например, для 3-го участка (см. рис. 1)

$$A_3 \equiv U_2 > U_1 > U_3 > U_5 > U_4 \,. \tag{2}$$

Следует отметить, что полная система амплитудных соотношений, аналогичных (2), для идентификации квантов шкалы является избыточной. Достаточно использовать на каждом участке дискретности два логических условия:

$$A_i \equiv U_m > U_s > U_r,$$

поэтому ограничимся определением индексов.

Идентификация любого кванта шкалы производится с помощью аналогичных логических уравнений. Для определения индексов сигналов необходимо знать закономерность их изменения. Для этой цели в табл. 1 и 2 в общем виде приведены значения индексов для нечетных (i = 1, 3, 5) и четных (i = 2, 4, 6) квантов шкалы.

Анализ распределения индексов показывает, что для каждого кванта индекс убывает на 1, при увеличении k – на 2 (i = const), если i и k одновременно либо четные, либо нечетные:

$$j_{i,k} - (-1)^{l+\kappa} = j_{i,k+2}.$$

Изменение индекса в столбцах сверху вниз происходит с увеличением на 1 при изменении i на 2 (k = const )

$$j_{i,k} + 1 = j_{i+2,k}$$
.

Это дает возможность найти значения индексов для любых *i* и *k*.

Приведем расчетные общие выражения для определения индексов выходных сигналов при использовании амплитудно-логического метода обработки сигналов:

$$m = \frac{2i + 2 + (-1)^{n+1} + 0,5((-1)^n + 1) \cdot (n + (-1)^{\frac{n+2}{2} + i})}{4} \dots + \frac{0,5((-1)^{n+1} + 1) \cdot (n - 2) \cdot (-1)^{\frac{n+1}{2} + i}}{4};$$
(3)

$$S = \frac{2i+3+0,5((-1)^{n}+1)\cdot((-1)^{\frac{n}{2}+i}-n)+0,5((-1)^{n}+1)\cdot n(-1)^{\frac{n+2i+3}{2}}}{4};$$
(4)

$$r = m + 0,5((-1)^{n} + 1) + 0,5((-1)^{n+1} + 1) \cdot (-1)^{\frac{n+1}{2}} + i.$$
(5)

Таблица 1

n					
значения	индексов	ДЛЯ	нечетных	квантов	шкалы

k i	1	2	3	4		т	S	r	 <i>n</i> – 1	п
1	<i>n</i> + 1	2	п	3		$\dot{J}_{m,1}$	$j_{s,1}$	$j_{r,1}$		$\dot{J}_{n,1}$
3	<i>n</i> + 2	3	<i>n</i> + 1	4		$j_{m,1}+1$	$j_{s,1}+1$	$j_{r,1} + 1$		$j_{n,1} + 1$
5	<i>n</i> + 3	4	<i>n</i> + 2	5		$j_{m,1}+2$	$j_{s,1}+2$	$j_{r,1}+2$		$j_{n,1}+2$
7	<i>n</i> + 4	5	<i>n</i> + 3	6		$j_{m,1} + 3$	$j_{s,1} + 3$	$j_{r,1} + 3$		$j_{n,1} + 3$
	•	•					•	•		
	•	•			•	•	•	•		•
					•					
i	$\dot{J}_{1,i}$	<i>j</i> 2, i	<i>j</i> 3, i	<i>j</i> 4, <i>i</i>		j <sub>m, i</sub>	j <sub>s, i</sub>	$\dot{J}_{r,i}$		j <sub>n, i</sub>
						•			•	
	•	•			•	•	•	•		•
					•					
2n - 3	2n - 1	n	2n - 2	<i>n</i> + 1		<i>j</i> m, n−3	$j_{s, n-3}$	$j_{r, n-3}$		$j_{n, n-3}$
2n - 1	2n	<i>n</i> + 1	2n - 1	<i>n</i> + 2		j <sub>m, n</sub>	$j_{s,m}$	$j_{r,n}$		$j_{n,n}$

Таблица 2

Значения индексов для четных квантов шкалы

k i	1	2	3	4		т	S	r		<i>n</i> – 1	п
2	2	<i>n</i> + 1	3	п		$j_{m,2}$	$\dot{J}_{s,2}$	$\dot{J}_{r,2}$			$\dot{J}_{n,2}$
4	3	<i>n</i> + 2	4	<i>n</i> + 1		$j_{m,2} + 1$	$j_{s,2} + 1$	$j_{r,2} + 1$			$j_{n,2} + 1$
6	4	<i>n</i> + 3	5	<i>n</i> + 2		$j_{m,2} + 2$	$j_{s,2} + 2$	$j_{r,2} + 2$			$j_{n,2} + 2$
8	5	<i>n</i> + 4	6	<i>n</i> + 3		$j_{m,2}+3$	$j_{s,2} + 3$	$j_{r,2} + 3$			$j_{n,2} + 3$
•											
	•		•	•	•						
i	$j_{1,i}$	j <sub>2, i</sub>	j <sub>3, i</sub>	<i>j</i> 4, i		j <sub>m, i</sub>	j <sub>s, i</sub>	$j_{r,i}$			j <sub>n, i</sub>
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•••	•	•
2n - 2	n	2n - 1	<i>n</i> + 1	2n - 2		$j_{m, n-2}$	$j_{s, n-2}$	$j_{r, n-2}$			$j_{n, n-2}$
2 <i>n</i>	<i>n</i> + 1	2n	<i>n</i> + 2	2n - 1		j <sub>m, n</sub>	j <sub>s, m</sub>	j <sub>r, n</sub>			j <sub>n, n</sub>

Основные погрешности, возникающие при использовании амплитудно-логического метода обработки сигналов, связаны с наличием гистерезиса компаратора и изменениями амплитуды сигналов [3]. Изменение зоны гистерезиса  $\Delta_G$  и амплитуды сигналов  $\Delta_B$  приводит к дополнительной погрешности, которую представим как полный дифференциал от

$$\delta = \frac{\pi}{n} \left( \arccos \frac{q/2}{\sin(S \cdot \frac{\Delta \varphi}{2})} - \frac{\pi}{2} \right) \cdot 100 \%,$$

где *S* – уровень выходного сигнала;  $\Delta \phi$  – сдвиг фаз между выходными сигналами;  $q = \frac{\Theta}{B}$  – относительный гистерезис;  $\Theta$  – гистерезис компаратора; *B* – амплитуда модуляции выходных сигналов.

$$d\delta = \frac{d\delta}{dB}\Delta_B + \frac{d\delta}{dB}\Delta_G = \frac{\pi}{n} \cdot \frac{\left(\Delta_G + \frac{G}{B}\Delta_B\right)}{\sqrt{\left(2B\sin\left(\left(\frac{n}{2} - 1\right) \cdot \frac{\pi}{2n}\right)\right)^2 - G^2}}.$$
(6)

Погрешность, вызванная амплитудно-логическим методом обработки, является наибольшей из составляющих основной погрешности растровых датчиков в нормальных условиях применения. Зная ее расчетное значение, разработчик может на этапе проектирования прогнозировать значение основной погрешности разрабатываемого прибора.

#### Список литературы

- 1. Трофимов, А. А. Взаимоиндуктивные датчики перемещений : моногр. / А. А. Трофимов, А. Н. Трофимов. Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. 174 с.
- 2. Свечарник, Д. В. Линейный электропривод / Д. В. Свечарник. М. : Энергия, 1979. 152 с.
- Конюхов, Н. Е. Электромагнитные датчики механических величин / Н. Е. Конюхов, Ф. М. Медников, М. Л. Нечаевский. – М. : Машиностроение, 1987. – 255 с.

### Дмитриенко Алексей Геннадьевич

кандидат технических наук, генеральный директор, Научно-исследовательский институт физических измерений E-mail: niifi@sura.ru

### Нефедьев Дмитрий Иванович

доктор технических наук, заведующий кафедрой информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail:iit@pnzgu.ru

#### Трофимов Алексей Анатольевич

доктор технических наук, доцент, кафедра информационно-измерительной техники, Пензенский государственный университет E-mail: alex.t1978@mail.ru

## Dmitrienko Aleksey Gennad'evich

candidate of technical sciences, director general, Research Institute of Physical Measurements

### Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

doctor of technical sciences, head of sub-department of information and measuring technique, Penza State University

#### **Trofimov Aleksey Anatol'evich**

doctor of technical sciences, associate professor, sub-department of information and measuring technique, Penza State University УДК 681.2.088

Дмитриенко, А. Г.

Амплитудно-логический метод обработки выходных сигналов с растровых трансформаторных датчиков перемещений / А. Г. Дмитриенко, Д. И. Нефедьев, А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 72–76.

### Е. А. Печерская, И. М. Гладков, Р. М. Печерская, А. М. Метальников

## ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ И ИЗДЕЛИЙ НА ИХ ОСНОВЕ

### E. A. Pecherskaya, I. M. Gladkov, R. M. Pecherskaya, A. M. Metalnikov

## THE INTELLIGENT SYSTEM FOR MEASUREMENT AND CONTROL OF PARAMETERS OF ACTIVE DIELECTRICS AND PRODUCTS BASED ON THEM

**Аннотация**. Рассмотрена структура интеллектуальной системы измерения и контроля параметров активных диэлектриков и изделий на их основе, которая позволяет производить автоматизированные измерения диэлектрических параметров в зависимости от напряженности электрического поля и температуры, а также осуществлять контроль временной нестабильности остаточной поляризованности.

*A b s t r a c t*. The structure of the intelligent system of measuring and monitoring the parameters of active dielectrics and products based on them, which allows automated measurement of dielectric parameters depending on the electric field and temperature, as well as to control the time of instability residual polarized is proposed.

Ключевые слова: интеллектуальная система, активный диэлектрик, методика измерения, временная нестабильность.

*K e y w o r d s*: intelligent system, ferroelectric, measurement technique, temporal instability.

### Введение

Активные диэлектрики, обладающие сегнетоэлектрическими, пьезо- и пироэлекрическими свойствами, находят широкое применение в современных устройствах функциональной электроники, таких как миниатюрные конденсаторы большой емкости, микроактюаторы, энергонезависимая память, динамическая память с произвольной выборкой и т.д. [1]. Указанным материалам в определенном температурном диапазоне, которому соответствует сегнетоэлектрическая фаза, присуща спонтанная поляризация. Она проявляется в виде сегнетоэлектрического гистерезиса, причем коэффициент прямоугольности петель гистерезиса близок к единице. С одной стороны, это обусловливает область применения сегнетоэлектриков в запоминающих устройствах, с другой – указывает на невозможность применения методов и средств измерения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь пассивных диэлектриков, основанных на усреднении результата измерения за период воздействующего гармонического сигнала.

Возросший в последнее десятилетие интерес к сегнетоэлектрикам в тонкопленочном исполнении обусловлен совершенством технологий их изготовления, в результате чего достигаются высокая воспроизводимость параметров и возможность управления свойствами. При исследовании материалов в технологических процессах изготовления изделий на их основе актуальна задача измерения и контроля параметров с учетом специфики активных диэлектриков, для решения которой в данной работе предложена интеллектуальная система.

# Структура и функции интеллектуальной системы измерения и контроля параметров активных диэлектриков

Интеллектуальная система состоит из измерительного блока, ЭВМ, интеллектуального приложения. Структура измерительного блока и его связь с ЭВМ посредством интерфейса показаны на рис. 1. В состав измерительного блока входят три измерительных канала, которые соответственно предназначены для измерения поляризованности P и диэлектрических параметров (емкости C, тангенса угла диэлектрических потерь tg $\delta$ ); температуры внутри камеры тепла с исследуемым материалом; напряженности электрических параметров активных диэлектриков, временные зависимости тока переключения, а также контролировать временную нестабильность параметров, что рассмотрено в последующих разделах.



Рис. 1. Структура измерительного блока:

Т – камера тепла; *T<sub>x</sub>* – измеряемая температура; Д – первичный датчик температуры; *C* – емкость измеряемого материала М; П – преобразователь электрического сопротивления в напряжение; ССТ – схема Сойера–Тауэра; К – коммутатор измерительных сигналов; ВУ – выходной усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Диапазоны измерения E, C, tg $\delta$ , T и предельные абсолютные погрешности их измерения с помощью измерительного блока, входящего в состав интеллектуальной системы, сведены в табл. 1.

Таблица 1

Обозначение величины, единица измерения	Диапазон измерения	Предельная абсолютная погрешность, единица измерения такая же, как у измеряемой величинь				
Е, В/м	$\pm 400 \cdot 10^3$	$\pm [6 \cdot 10^3 + 0,02E]$				
С, нФ	[0; 25]	$\pm [0,6+0,02C]$				
tgδ	[0;1]	$\pm [0,03 + 0,04 \text{tg}\delta]$				
<i>T</i> , °C	[0;120]	$\pm [0,06 + 0,02T]$				

Метрологические характеристики измерительного блока

Интеллектуальное приложение содержит совокупность совместимых программных средств по обработке информации, поступающей с выхода каналов измерительного блока, – многоцелевой банк знаний. Структура многоцелевого банка знаний аналогична рассмотренной в работе [2]. Основные функции интеллектуального приложения заключаются в принятии следующих решений:

– по планированию измерений (в том числе по выбору методики измерений) на основании анализа априорной информации о свойствах материала, хранящейся в соответствующей базе знаний и автоматизированных методиках измерений, которые целесообразно применять в зависимости от типа материала, рода фазового перехода и т.д.;

 – о необходимости своевременной коррекции управляемых свойств материалов и изделий на их основе в соответствии с заданными требованиями по результатам анализа измерительной информации, например, при контроле временной нестабильности диэлектрических параметров.

Также программное наполнение осуществляет моделирование диэлектрических параметров в зависимости от влияющих факторов, обработку экспериментальных данных, оценивание погрешностей результатов измерений.

### Измерение диэлектрических параметров в зависимости от напряженности электрического поля и временной зависимости тока переключения

Простейший вариант схемы Сойера–Тауэра был предложен в 30-е гг. ХХ в. Сойером и Тауэром [3] для наблюдения на экране осциллографа петель гистерезиса. Описание модификаций с целью автоматизации измерений и метрологический анализ изложены в работах [4, 5].

В данной работе предложено подключение конденсатора с исследуемым материалом в модифицированную схему Сойера–Тауэра (рис. 2).



Рис. 2. Модифицированная схема Сойера-Тауэра

Для измерения диэлектрических параметров в зависимости от напряженности электрического поля используется генератор синусоидального сигнала. Напряжение  $U_x$  пропорционально напряженности электрического поля. При коммутации в нижнем плече делителя одного из конденсаторов, емкость которого обозначена  $C_0$ , напряжение  $U_y$  пропорционально по-

ляризованности *P*: 
$$U_y = \frac{PS_x}{C_0} = \frac{U_r C_x}{C_0 + C_x} \approx \frac{U_r C_x}{C_0}$$
, при условии, что  $C_0 >> C_x$ .

При подключении в нижнем плече делителя резистора сопротивлением  $R_0$  при воздействующем напряжении от генератора прямоугольных импульсов производится измерение тока переключения  $i_s$  как функции времени t, описываемой выражением

$$i_{s}\left(t\right) = \frac{U_{\text{PM}}}{R_{\text{3KB}}} e^{-\frac{t}{\tau}},\tag{1}$$

где  $U_{rm}$  – амплитудное значение напряжения генератора прямоугольных импульсов;  $\tau$  – постоянная времени цепи;  $R_{_{9KB}} = R_x + R_0$  – эквивалентное активное сопротивление делителя.  $R_x$  включает в себя:  $r_{_{CII}}$  – сопротивление, характеризующее потери энергии при спонтанной поляризации, – и  $R_{_{H3}}$  – сопротивление сегнетоэлектрика току сквозной электропроводности, включенные между собой параллельно согласно электрической модели сегнетоэлектрика [6].

Для оценивания  $R_x$  в данной работе предложено использовать совместные измерения. Их суть заключается в следующем: поочередно в качестве  $R_0$  подключаются два разных сопротивления известных номиналов  $R_{01}$  и  $R_{02}$ ; производят расчет соответствующих постоянных времени цепи  $\tau_1$  и  $\tau_2$  по результатам измерений временных зависимостей тока переключенния; составляют систему уравнений:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\tau}_1 &= C_{\mathrm{cm}} R_{\mathrm{_{3KB1}}};\\ \boldsymbol{\tau}_2 &= C_{\mathrm{cm}} R_{\mathrm{_{3KB2}}}, \end{aligned}$$

где  $R_{_{3KB1}} = R_{01} + R_x$ ;  $R_{_{3KB2}} = R_{02} + R_x$ .

Расчет активного сопротивления сегнетоэлектрика  $R_x$  осуществляется по следующей формуле:

$$R_x = \frac{\tau_1 R_{01} - \tau_2 R_{02}}{\tau_2 - \tau_1}$$

Причиной методических погрешностей измерения диэлектрических параметров являются активное сопротивление  $R_{\rm k}$  и емкость контактов  $C_{\rm k}$  сегнетоэлектрического конденсатора. Расчет их предельных значений произведен в работе [6].

Помимо методических погрешностей, на результат измерения  $r_x$  оказывают влияние инструментальные погрешности измерения постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$  и допуски на номиналы резисторов  $R_{01}$  и  $R_{02}$ . Инструментальная предельная относительная погрешность  $\delta R_x$  определяется выражением

$$\begin{split} \delta R_x &= \delta \tau_1 \left( \frac{\tau_1 R_{01}}{\tau_1 R_{01} + \tau_2 r_2} + \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} \right) + \delta \tau_2 \left( \frac{\tau_2 r_2}{\tau_1 R_{01} + \tau_2 r_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \right) + \\ &+ \delta r_1 \left( \frac{\tau_1 R_{01}}{\tau_1 R_{01} + \tau_2 r_2} \right) + \delta r_2 \left( \frac{\tau_2 r_2}{\tau_1 R_{01} + \tau_2 r_2} \right), \end{split}$$

где  $\delta \tau_1$ ,  $\delta \tau_2$  – соответственно предельные относительные погрешности измерения постоянных времени  $\tau_1$  и  $\tau_2$ ;  $\delta R_{01}$ ,  $\delta R_{02}$  – предельные относительные отклонения от номинальных значений сопротивлений  $R_{01}$  и  $R_{02}$ .

На основании результатов измерения емкости  $C_x$  и активного сопротивления  $r_x$  по известным формулам могут быть рассчитаны тангенс угла диэлектрических потерь tgδ и относительная диэлектрическая проницаемость исследуемого материала.

#### Измерение диэлектрических параметров в зависимости от температуры

На основе феноменологической теории Ландау–Гинзбурга–Девоншира, закона Кюри– Вейса выявлен принцип измерения температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков с фазовым переходом второго рода (ФП2), в основу которого положены следующие соотношения:

$$\begin{cases} \frac{\partial E}{\partial P} = -\frac{2\chi(T)}{\varepsilon_0} \text{ при } T < T_c; \\ \frac{\partial E}{\partial P} = \frac{\chi(T)}{\varepsilon_0} \text{ при } T > T_c, \end{cases}$$
(2)

означающие, что зависимости  $\chi(T)$  в сегнетоэлектрической и параэлектрической фазах могут быть аппроксимированы прямыми, при этом крутизна в сегнетоэлектрической фазе в два раза выше, чем в параэлектрической фазе. В то же время температурные зависимости емкости, относительной диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь носят выраженный нелинейный характер. Поэтому с целью оптимизации процесса измерений по критерию непревышения предельно допускаемой погрешности при минимальном количестве измерительных процедур предложено косвенно измерять именно обратную диэлектрическую восприимчивость в зависимости от температуры. Для измерения обратной диэлектрической проницаемостью, используется измерительный канал на основе схемы Сойера–Тауэра в составе интеллектуальной системы. Для измерения температуры используется измерительный канал, в состав которого входят первичный датчик температуры, преобразователь электрического сопротивления в напряжение, коммутатор измерительных сигналов, выходной усилитель, аналого-цифровой преобразователь. Функциональная схема канала измерения температуры и результаты ее метрологического анализа представлены в работе [7].

Суть методики заключается в достаточности измерения обратной диэлектрической восприимчивости  $\chi$  не менее чем при трех значениях температуры в температурном диапазоне, ограниченном имеющимися в наличии средствами измерений. При других значениях температуры функция  $\chi(T)$  моделируется на основе выражений (2). На рис. 3,*а* изображен результат зависимости  $\chi(T)$ , полученной с использованием интеллектуальной системы. В данном примере измерения относятся к сегнетоэлектрической фазе, а моделирование осуществлено в параэлектрической фазе.



Рис. 3. Температурные зависимости обратной диэлектрической восприимчивости триглицинсульфата с фазовым переходом второго рода (*a*) и керамики на основе титаната бария с фазовым переходом первого рода (б)

Результаты измерений могут удовлетворять одной из трех ситуаций: все результаты соответствуют сегнетоэлектрической фазе; все результаты соответствуют параэлектрической фазе; результаты измерений относятся к обеим фазам, включая фазовый переход. Описанные ситуации (после исключения промахов и при условии, что параметры сегнетоэлектрика подчиняются закону Кюри–Вейса) формализуются следующей системой:

если 
$$\chi_{i+1} < \chi_i$$
 при  $T_{i+1} > T_i$ , то фаза сегнетоэлектрическая;  
если  $\chi_{i+1} > \chi_i$  при  $T_{i+1} > T_i$ , то фаза параэлетрическая;  
если  $\chi_{i+1} < \chi_i$  при  $T_{i+1} > T_i$ ,  $T_i \le T_c$  и  $\chi_{i+1} > \chi_i$  при  $T_{i+1} > T_i$ ,  $T_i > T_c$ ,  
измерения в обеих фазах,  
(3)

где температура Т<sub>с</sub> соответствует минимуму обратной диэлектрической восприимчивости.

Для материалов с фазовым переходом первого рода не совпадают температура Кюри  $T'_c$ и температура фазового перехода  $T_0$  (рис. 3, $\delta$ ). С точностью до погрешности, состоящей из погрешности аппроксимации и погрешности результатов измерения участка 2 функции  $\chi(T)$ , значение  $T'_c$  может быть определено как абсцисса пересечения прямой 2 с горизонтальной осью. Аналогично, температура фазового перехода  $T_0$  определяется как абсцисса пересечения с горизонтальной осью прямой, аппроксимирующей участок 3 функции  $\chi(T)$  на рис. 3, $\delta$ . Если из-за наличия мультипликативных погрешностей результатов измерений аппроксимирующая прямая 3 оказывается более пологой, то это приводит к завышенному значению  $T'_c$  и можно

утверждать, что истинная температура Кюри принадлежит интервалу  $[T_0 \pm \Delta T_0; T'_c \pm \Delta T'_c]$ . Суть методики, реализуемой интеллектуальной системой, состоит в следующем:

1. Задание температурного диапазона, охватывающего параэлектрическую фазу (при наличии СИ требуемого диапазона, вблизи фазового перехода) на основе анализа априорных данных о значении  $T'_c$  для образцов с близким химическим составом.

2. Проведение косвенных измерений функции  $\chi(T)$  и анализ полученных результатов с целью принятия решения об их принадлежности к сегнетоэлектрической фазе, параэлектрической фазе или к фазовому переходу в соответствии с системой (3).

3. Аппроксимация полученных результатов на тех участках (относящихся либо к сегнетоэлектрической, либо к параэлектрической фазе), на которых количество результатов измерений не менее трех, погрешность аппроксимации не превышает заданное предельно допустимое значение.

4. Принятие решения о необходимости дополнительных измерений по результатам выполнения пункта 3.

5. Проведение дополнительных измерений и аппроксимация участков функции  $\chi(T)$ .

6. Определение значений T'<sub>c</sub> и T<sub>0</sub>, оценивание погрешностей результатов измерений.

7. Расчет температурных зависимостей диэлектрических параметров, однозначно связанных с  $\chi(T)$ .

Указанную методику целесообразно использовать не только при измерении температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков с фазовым переходом первого рода, но и при исследовании материалов с размытым фазовым переходом. Выбор методики измерений осуществляется предложенной интеллектуальной системой.

### Контроль временной нестабильности диэлектрических параметров активных диэлектриков

Влияние диэлектрического старения и усталости на параметры активных диэлектриков, применяемых в запоминающих устройствах, описано, например, в работах [8, 9]. Результаты исследования нелинейности поляризации в пленках ЦТС методом гармонического анализа приведены в работе [10]. Экспериментальная часть процесса исследования диэлектрической усталости активных диэлектриков базируется на проведении измерений поляризованности в зависимости от напряженности электрического поля при различном числе циклов переключения поляризации. Это позволяет рассчитать значения остаточной поляризованности  $P_r$  и коэрцитивного поля  $E_c$  в зависимости от числа циклов переключения поляризации N. Зависимости сти  $P_r(\lg N)$  для тонких пленок PbTiO<sub>3</sub> приведены на рис. 4.



Рис. 4. Экспериментальная зависимость  $P_r(\lg N)$  и ее кусочно-линейная аппроксимация для тонких пленок PbTiO<sub>3</sub> (при температуре T = 470 °C, напряженности электрического поля E = 100 кB/см)

Зависимость  $P_r(\lg N)$  аппроксимируется тремя прямыми на участках, обозначенных на рис. 4 в соответствии со следующими выражениями:

$$P_{r} = \begin{cases} c, \text{ если } 0 < N \le N_{1}; \\ a + b \cdot \lg N, \text{ если } N_{1} < N \le N_{2}; \\ e + v \cdot \lg N, \text{ если } N_{2} < N \le N_{3}, \end{cases}$$
(4)

где значения коэффициентов *a*, *b*, *c*, *e*, *v* в аппроксимирующих уравнениях прямых, а также сами интервалы, ограниченные значениями  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_3$ , выбираются в соответствии с методом наименьших квадратов.

Интеллектуальная система реализует методики контроля временной нестабильности полевых зависимостей диэлектрических параметров активных диэлектриков, обусловленной их усталостью, которые реализуются различными алгоритмами в зависимости от следующего:

 – наличие / отсутствие априорной информации о временной нестабильности параметров для анализируемого типа материалов (например, математического описания вида функциональной зависимости: линейной, экспоненциальной, логарифмической и т.д.);

– работы элементов на основе указанных материалов в режиме непрерывного переключения / работы в режиме переключения с чередующимся длительным ожиданием, при котором возможно частичное или полное восстановление значений диэлектрических параметров / работы в режиме переключения с неравномерной частотой воздействующего сигнала, что приводит к временной нестабильности диэлектрических параметров случайного характера.

Например, в режиме непрерывного переключения относительное отклонение остаточной поляризации  $\delta_p(t_x)$  в момент времени  $t_x$  в интервале  $\frac{N_1}{f} < t_x \leq \frac{N_2}{f}$ , где f – частота пере-

ключения, определяется выражением  $\delta_p(t_x) = 1 - \frac{c}{a + b \cdot \lg(ft_x)}$ .

Оценка критического значения количества циклов переключения  $t_{\rm kp}f = N_{\rm kp}$ , которому соответствует предельное допускаемое абсолютное отклонение  $\Delta_{pq}$  в этой области, рассчитывается по формуле

$$N_{\rm KD} = 10^{\frac{P_r(t_0)\left[1-\delta_p\right]-a-\Delta_{p\pi}-3\sigma_{\rm max}}{b}}$$

где δ<sub>p</sub> – предельная относительная погрешность измерения поляризованности; σ<sub>max</sub> – наибольшее среднее квадратическое отклонение результатов измерения остаточной поляризованности на рассматриваемом интервале.

Далее производятся измерение  $P_r(t_{\rm kp})$  – остаточной поляризованности в момент времени, соответствующий  $N_{\rm kp}$ , вычисление абсолютного отклонения  $\Delta_p(t_{\rm kp}) = |P(t_{\rm kp}) - P(t_o)|$  и сравнение  $\Delta_p(t_{\rm kp})$  с предельно допустимым значением  $\Delta_{pq}$ . Если  $\Delta_p(t_{\rm kp}) < \Delta_{pq}$ , то значение  $P_r(t_{\rm kp})$  находится в допускаемом интервале и возможна дальнейшая работа в режиме переключения поляризации с контролем значений  $P_r$  в каждый момент переключения до наступления события  $\Delta_p(t_{\rm kp}) = \Delta_{pq}$ . Иначе принимается решение о прекращении работы в режиме переключения и проводится коррекция (восстановление) диэлектрических параметров материала.

Таким образом, методики контроля временной нестабильности остаточной поляризованности функционируют с учетом специфики режимов переключения поляризации.

### Выводы

Благодаря интеллектуальному приложению рассматриваемая система осуществляет принятие решений по выбору методик измерений на этапе планирования эксперимента, обработку результатов измерений, в том числе оценивание методических и инструментальных со-

ставляющих их погрешностей, автоматизированный контроль временной нестабильности остаточной поляризованности в зависимости от режима переключения поляризации и принятие решения о необходимости коррекции свойств материала. Методики измерения температурных зависимостей диэлектрических параметров активных диэлектриков в зависимости от рода фазового перехода позволили в три раза повысить эффективность измерений благодаря сокращению количества измерительных процедур и проведению измерений в более узком температурном диапазоне с последующим моделированием функциональных зависимостей диэлектрических параметров в требуемом диапазоне температур. Методики контроля временной нестабильности диэлектрических параметров активных диэлектриков (области их применения диктуются разными режимами переключения поляризации) направлены на своевременное установление критического количества циклов переключения, что способствует предупреждению метрологического отказа изделий на основе исследуемых материалов.

Интеллектуальная система может использоваться при управляемом синтезе материалов с заданными свойствами для измерения их диэлектрических параметров, а также в технологических процессах изготовления элементов функциональной электроники на их основе.

Работа выполнена при поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых (грант № МД-2654.2011.8).

#### Список литературы

- 1. Воротилов, К. А. Сегнетоэлектрические запоминающие устройства: перспективные технологии и материалы / К. А. Воротилов, А. С. Сигов // Нано- и микросистемная техника. 2008. № 10. С. 30–42.
- 2. Печерская, Е. А. Структура интеллектуальной системы поддержки исследований параметров сегнетоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко, А. М. Метальников // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 6. – С. 21–24.
- Барфут, Дж. Введение в физику сегнетоэлектрических явлений : пер. с англ. / Дж. Барфут. – М. : Мир, 1970. – 352 с.
- 4. Печерская, Е. А. Применение метода Сойера–Тауэра и его модификаций для измерения электрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская // Измерительная техника. 2007. № 10. С. 54–58.
- Печерская, Е. А. Применение методологии функционального и метрологического анализа к качеству исследования материалов микро- и наноэлектроники / Е. А. Печерская // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения : сб. ст. VI Междунар. науч.-техн. конф. (г. Москва, 23–27 октября 2007 г.). – М. : МИРЭА, 2007. – Ч. 2. – С. 94–98.
- 6. Печерская, Е. А. Метрологические аспекты исследования активных диэлектриков для микро- и наноиндустрии / Е. А. Печерская // Нано- и микросистемная техника. 2007. № 7. С. 41–44.
- 7. Печерская, Е. А. Методы исследования температурных зависимостейдиэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, А. В. Бобошко // Известия вузов. Электроника. Москва, МИЭТ. 2012. № 2 (94). С. 77–81.
- Леманов, В. В. Поле деполяризации и усталость сегнетоэлектрических тонких пленок / В. В. Леманов, В. К. Ярмаркин // Физика твердого тела. – 1998. – Т. 38, вып. 8. – С. 1282–1492.
- Сидоркин, А. С. Усталость тонких пленок титаната свинца и цирконата-титаната свинца с различными значениями коэрцитивного и внутреннего полей / А. С. Сидоркин, Л. П. Нестеренко, Б. М. Даринский, А. А. Сидоркин, Г. Г. Булавина, Е. В. Ионова ; Воронеж. гос. ун-т // Известия РАН. Сер. физическая. Т. 74, № 9. 2010. С. 1367–1369.
- Тиллес, В. Ф. Исследование нелинейности поляризации в пленках ЦТС методом гармонического анализа / В. Ф. Тиллес, Р. М. Печерская, А. М. Метальников // Известия Российской академии наук. Сер. физическая. – Т. 67, № 8. – 2003. – С. 1206–1209.

### Печерская Екатерина Анатольевна

доктор технических наук, доцент, профессор, кафедра нано- и микроэлектроники, Пензенский государственный университет E-mail: pea1@list.ru

#### Pecherskaya Ekaterina Anatol'evna

doctor of technical sciences, associate professor, professor, sub-department of nanoand microelectronics, Penza State University

## 2012, № 2

#### Гладков Илья Михайлович

аспирант, кафедра нано- и микроэлектроники, Пензенский государственный университет E-mail: micro@pnzgu.ru

## Печерская Римма Михайловна

доктор технических наук, профессор, декан, факультет электроэнергетики, нанотехнологий и радиоэлектроники, Пензенский государственный университет E-mail: fenr@pnzgu.ru

### Метальников Алексей Михайлович

кандидат технических наук, доцент, кафедра нано- и микроэлектроники, Пензенский государственный университет E-mail: micro@pnzgu.ru

### Gladkov Il'ya Mikhaylovich

postgraduate student, sub-department of nano- and microelectronics, Penza State University

### Pecherskaya Rimma Mikhaylovna

doctor of technical sciences, professor, dean of the faculty of electricity, nanotechnology and radioelectronics, Penza State University

### Metal'nikov Aleksey Mikhaylovich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of nano- and microelectronics, Penza State University

### УДК 621.3.088.23

### Печерская, Е.А.

Интеллектуальная система измерения и контроля параметров активных диэлектриков и изделий на их основе / Е. А. Печерская, И. М. Гладков, Р. М. Печерская, А. М. Метальников // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 77–85.

УДК 621.317.7

### Д.А.Бобылев

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЯ В ВИРТУАЛЬНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ИМПЕДАНСА ПУТЕМ СОЧЕТАНИЯ СИНУСОИДАЛЬНОГО И ПОЛИГАРМОНИЧЕСКОГО ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

### D. A. Bobylev

## OPTIMIZATION OF THE PROCESS OF MEASUREMENT IN VIRTUAL ANALYZERS IMPEDANCE BY A COMBINATION OF SINE WAVE AND POLYHARMONICAL TEST SIGNALS

**Аннотация**. Рассмотрена возможность применения в измерителях-анализаторах импеданса наряду с синусоидальным тестовым сигналом простых полигармонических сигналов импульсного вида для оптимизации процесса измерения импеданса в диапазоне частот в целях повышения быстродействия и точности.

*A b s t r a c t*. Discusses the possibility of application in measuring instruments-analysers impedance along with sinusoidal test signal simple polyharmonic signals of the pulse type of optimization process for impedance measurement in the frequency range in order to improve the speed and accuracy.

*Ключевые слова*: измерение импеданса, фазочувствительное преобразование, полигармонический сигнал, амплитудно-частотная характеристика.

*K e y w o r d s*: impedance measurements, phase-sensitive detection, polyharmonical test signal, amplitude-frequency characteristic.

### Введение

В современных виртуальных измерителях-анализаторах импеданса (ИАИ), как правило, применяется дискретизация сигналов, несущих информацию об импедансе объекта исследования (ОИ). Применение вычислительных средств, а также цифровой обработки сигналов привело к тому, что многие трудности, связанные с раздельным преобразованием составляющих импеданса при синусоидальном тестовом сигнале (TC), были практически преодолены, и, таким образом, исчезло препятствие для создания простых, дешевых и в то же время точных средств измерения импеданса.

Вместе с тем подходы к построению ИАИ зачастую остаются традиционными, характерными для эпохи преимущественно аналоговой обработки сигналов, не учитывающими в полной мере возможности современных методов и средств их преобразования. Прежде всего это касается характера TC, который в большинстве случаев остается синусоидальным. Между тем дополнительное применение простых импульсных тестовых сигналов может существенно расширить возможности ИАИ.

### Базовый метод преобразования составляющих импеданса

Измерение импеданса на некоторой частоте  $f_c$  при синусоидальном TC значительно упрощает процедуру измерения составляющих комплексного напряжения  $\dot{U}$ , соответствующего напряжению u(t) на объекте исследования (ОИ), и комплексного тока  $\dot{I}$ , соответствую-

щего протекающему через ОИ току i(t). Это было особенно важно в эпоху преимущественно аналоговой обработки сигналов. Значение Z измеряемого импеданса при этом можно выразить как отношение

$$Z = \frac{\operatorname{Re}\dot{U} + j\operatorname{Im}\dot{U}}{\operatorname{Re}\dot{I} + j\operatorname{Im}\dot{I}}.$$
(1).

Наиболее целесообразно составляющие комплексных сигналов  $\text{Re}\dot{U}$ ,  $\text{Re}\dot{I}$ ,  $\text{Im}\dot{U}$ ,  $\text{Im}\dot{I}$  определять посредством линейного фазочувствительного преобразования (ФЧП), представляющего собой скалярное произведение исследуемых сигналов и опорных сигналов ФЧП  $g_{\text{Re}}(t)$ ,  $g_{\text{Im}}(t)$ . Последние образуют ортонормированную систему координат для множества синусоидальных сигналов с частотой  $f_c$ , произвольно ориентированную относительно исследуемых сигналов [1].

Структурная схема ИАИ, соответствующая этому базовому методу измерения импеданса, простому, эффективному и поэтому достаточно распространенному, изображена на рис. 1. Персональный компьютер (ПК) через последовательно-параллельный адаптер (ППА) осуществляет общее управление прибором. Синусоидальный ТС формируется из последовательности импульсов задающего импульсного генератора (ЗИГ) посредством управляемого делителя частоты (УДЧ1), синтезатора квазисинусоидального сигнала (СКС) и фильтра нижних частот (ФНЧ), подавляющего высшие гармоники квазисинусоидального сигнала. В измерительной цепи (ИЦ), представляющей собой последовательное соединение ОИ с импедансом Z(f), рабочего эталона с активным сопротивлением  $R_0$  и пару дифференциальных усилителей (ДУ1) и (ДУ2), происходит преобразование импеданса ОИ в исследуемые сигналы: падение напряжения u(t) и ток i(t). Дискретно переключаемый (например, подекадно) рабочий эталон  $R_0$  не позволяет амплитудам исследуемых сигналов падать ниже определенного уровня при изменении импеданса ОИ в широких пределах. Дискретизация исследуемых сигналов осуществляется последовательно во времени одним и тем же дискретизатором (Д).



Рис. 1. Структурная схема виртуального измерителя-анализатора импеданса

Реализуемое вычислительными средствами ФЧП обоих исследуемых сигналов осуществляется в одной и той же ортогональной системе координат, поскольку последовательность дискретизирующих импульсов с частотой  $f_{d}$ , формирующаяся на выходе управляемого делителя частоты (УДЧ2), синхронизируется ТС. Дискретизатор (Д) может представлять собой как обычное устройство выборки-хранения, так и устройство взвешенного интегрирования сигнала, обеспечивающего его предварительную фильтрацию [2]. Составляющие исследуемых сигналов Re $\dot{U}$ , Re $\dot{I}$ , Im $\dot{U}$ , Im $\dot{I}$  определяются как взвешенные суммы результатов дискретизации:

$$\operatorname{Re}\dot{U}(\operatorname{Im}\dot{U}) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}v(n)\cdot h(n)\cdot g_{\operatorname{Re}(\operatorname{Im})}(n), \qquad (2)$$

где N – число отсчетов; v(n) – дискретные значения сигнала u(t); h(n) – весовая функция, обеспечивающая необходимую избирательность ФЧП;  $g_{\text{Re}}(n) = \cos(2\pi nN_T / N)$ ,  $g_{\text{Im}}(n) = \sin(2\pi nN_T / N)$  – орты ФЧП, где  $N_T$  – целое число периодов TC, укладывающихся на интервале наблюдения  $T_{\text{H}} = N / f_{\text{A}}$ .

В данном случае ФЧП можно рассматривать как конкретную реализацию дискретного преобразования Фурье (ДПФ) сигнала u(t) на частоте  $f_c$ , в том числе и с использованием стробоскопического эффекта, имеющего место при определенных соотношениях значений  $N_T$  и N. Число отсчетов, приходящихся на период TC –  $N_{\text{пер}}$ , равное частному от деления N на наибольший общий сомножитель N и  $N_T$ , будет определять избирательные возможности ФЧП по отношению к гармоникам TC. Известно, что линейное ФЧП эквивалентно преобразованию сигнала линейным звеном, амплитудно-частотной характеристикой которого является модуль спектра опорного сигнала [2], поэтому параметры опорных сигналов являются и параметрами цифрового фильтра, в роли которого выступает ФЧП.

Для эффективного подавления сетевой помехи и случайных помех интервал наблюдения  $T_{\rm H} = N / f_{\rm A}$  должен составлять несколько сотен миллисекунд и не должен существенно зависеть от частоты TC. При этом для реализации ИАИ класса точности 0,05...0,1 % достаточно нескольких сотен 16–17-разрядных отсчетов. Соответственно, шаг дискретизации в этом случае будет слабо зависеть от частоты TC и составит примерно 1–2 мс. Такой объем измерительной информации позволяет не только получить составляющие основной гармоники TC, но и реализовать преобразование Фурье на частотах не менее десятка гармоник TC. Отсутствие же таковых в TC на практике приводит к неоправданному отказу от дополнительной информации об ОИ.

Таким образом, используя метод дискретизации сигналов и линейное  $\Phi \Psi \Pi$ , ограничиваться только синусоидальным TC попросту нерационально, поскольку, применяя полигармонический TC, содержащий *K* гармоник, можно получить значения импеданса сразу на *K* частотах [3].

### Дополнительные возможности ИАИ с комбинацией синусоидального и полигармонического ТС

В настоящее время широко распространены ИАИ с синусоидальным TC достаточно высокой точности, и в то же время существуют разработки быстродействующих приборов, позволяющих измерять импеданс при полигармоническом TC с широкой полосой частот, однако с точностью существенно более низкой. Таким образом, два класса устройств противопоставлены друг другу, и каждый занимает свою нишу. Однако комбинация синусоидального и полигармонического TC может дать и синергетический эффект, если эффективную полосу широкополосного TC ограничить, например десятком гармоник.

Это, во-первых, позволит на порядок повысить быстродействие ИАИ при незначительном снижении точности измерения [3]. Конечно, максимальная точность измерения импеданса может быть обеспечена только при синусоидальном ТС. Однако степень взаимного влияния гармоник ТС на точность преобразования составляющих импеданса согласно (1) и (2) будет минимальна, поскольку определяется, прежде всего, стабильностью частот ТС и дискретизации, а также степенью линейности АЦП. Влияние первого фактора ничтожно, так как указанные частоты формируются посредством целочисленного деления частоты кварцевого генератора. Что касается второго фактора, то даже в простых интегрирующих 16–17-разрядных АЦП можно обеспечить высокую линейность преобразования (не хуже 0,01...0,02 %) за время преобразования 1–2 мс.

Кроме того, результаты измерения импеданса с применением полигармонического TC в случае их недостаточной точности можно использовать для оптимизации алгоритма измерения импеданса при синусоидальном TC, используя эти оценочные данные для адаптации сложного и в общем случае длительного процесса измерения импеданса к особенностям его поведения в широком диапазоне частот, а также к характеру и уровню помех с целью повышения быстродействия и точности.

И, наконец, можно применять полигармонический TC, позволяющий точно измерить импеданс на частоте основной гармоники, и использовать результат менее точного измерения импеданса на частотах высших гармоник для целей, указанных выше. Если в процессе изме-

рения импеданса частота ТС изменяется в сторону увеличения, всегда будет в наличии информация о поведении импеданса на текущей частотной декаде.

При этом важно, что для реализации перечисленных выше режимов практически не потребуется ни дополнительного оборудования, ни дополнительного вычислительного ресурса.

Оптимизация алгоритма измерения импеданса в широком диапазоне частот может заключаться в следующем:

1. Качественная оценка поведения импеданса в некотором диапазоне частот, составляющем примерно декаду, позволит оптимально выбрать число и расположение точек в данном частотном диапазоне для точного измерения импеданса с применением синусоидального TC. Минимальный шаг дискретизации импеданса необходимо обеспечить только на частотах его полюсов и нулей, а также в окрестности частоты резонанса, если таковой имеется. Существенно больший шаг дискретизации импеданса можно допустить на участках, где скорость вариации импеданса составляет примерно 20 дБ/дек, и минимальный – на пологих участках. Характер же текущего участка можно однозначно определить по значениям производных импеданса первого и второго порядков, вычисленных на основе его оценочных значений.

2. Получив значения частот, на которых необходимо осуществить точное измерение импеданса, можно оценить его значения на этих частотах и заранее определить для каждой частоты образцовый эталон  $R_0$ , обеспечивающий максимальную точность измерения импеданса.

3. При этом возникает возможность определить соотношение уровней исследуемых сигналов и возможного уровня помех (например, сетевой), что позволит задать минимально необходимый интервал наблюдения и оптимальную весовую функцию для их максимального подавления в процессе ФЧП.

### Простые полигармонические тестовые сигналы и особенности их применения

Синусоидальный ТС в ИАИ должен оставаться основным (как обеспечивающий максимальную точность измерения), в то время как широкополосные ТС должны играть в основном вспомогательную роль и быть весьма простыми в реализации, практически не требуя дополнительного вычислительного ресурса. Синусоидальный сигнал следует формировать с помощью простого СКС, реализующего кусочно-постоянную аппроксимацию синусоиды (рис. 2,*a*), высшие гармоники которого (рис. 2,*б*) подавляются с помощью перестраиваемого аналогового ФНЧ. Для построения СКС целесообразно использовать двоичные счетчики с простым дешифратором. Полигармонические ТС следует формировать простейшим способом: как кусочно-постоянные двухуровневые сигналы. В этом случае можно использовать в основном уже существующее оборудование, необходимое для формирования синусоидального сигнала.

На рис. 2 представлены два простых полигармонических TC: меандр (рис. 2,*s*) и TC с относительно равномерным спектром в полосе первых десяти гармоник (рис. 2,*ж*). Для формирования меандра не требуется дополнительного оборудования – он и так непременно присутствует в СКС, а для формирования второго сигнала требуется добавить к двоичному счетчику СКС только простой дешифратор.

Поскольку у меандра уровень гармоник падает пропорционально их номеру (рис. 2,*г*), погрешность измерения на частотах гармоник с ростом их номера будет расти. Однако этот TC вполне пригоден для точного измерения импеданса на основной гармонике и приближенной оценки его значений на частотах высших гармоник, тем более, что амплитуда первой гармоники меандра даже больше амплитуды самого меандра, а убывание гармоник с ростом их номера гарантирует минимальное их влияние на точность измерения составляющих основной гармоники. Результаты экспериментальных исследований дают основания полагать, что для ИАИ среднего класса точности синусоидальный TC вообще можно заменить меандром, что существенно упростит аппаратную часть ИАИ.

Метод формирования полигармонического TC с плотной «упаковкой» одинаковых по амплитуде гармоник (рис. 2, $\partial$ ) изложен в [4]. В его основе – суммирование гармоник с фазой, пропорциональной номеру гармоники. В этом случае зависимость амплитуды  $U_A$  полигармонического TC от числа суммируемых гармоник при их единичной амплитуде (рис. 2,e) можно аппроксимировать выражением  $U_A \cong 1, 2\sqrt{K}$ .

Представленный на рис. 2, ж полигармонический TC – простая кусочно-постоянная реализация данного подхода. Неравномерность амплитуды первых 10 тестовых гармоник (немногим более 6 дБ), а также наличие высших паразитных гармоник можно рассматривать как приемлемую плату за простоту реализации TC (рис. 2,3).



Рис. 2. Простые тестовые сигналы и их спектры

Для подавления паразитных гармоник необходимо использовать как упомянутый выше аналоговый ФНЧ, так и цифровой фильтр, реализуемый в процессе ФЧП. Частота среза амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФНЧ должна быть равна частоте последней тестовой гармоники  $Kf_c$ , при этом ФНЧ будет обеспечивать эффективное подавление паразитных гармоник, только начиная с некоторого номера M. Гармоники в полосе частот  $f_c K... f_c M$  необходимо подавить в процессе цифровой обработки сигнала согласно (2). Если на период TC приходится  $N_{nep} > 2K$  равномерных отсчетов, то можно вычислить K комплексных значений спектра TC и обеспечить инвариантность этого результата к гармоникам с номерами до  $N_{nep} - (K + 1)$  включительно. Таким образом, коэффициент  $k_M$  подавления паразитной гармоники с номером  $M = N_{nep} - K$ , позволяющий оценить погрешность от влияния высших гармоник с номерами больше M, связан с порядком ФНЧ  $n_{\phi}$  соотношением

$$k_{M} = (N_{\text{nep}} / K - 1)^{n_{\phi}}$$

Например, при использовании ФНЧ четвертого порядка при K = 10 необходимо иметь около сотни отсчетов, приходящихся на период TC, что является вполне приемлемой платой за возможность реализации в ИАИ с синусоидальным TC дополнительного режима измерения импеданса с полигармоническим тестовым воздействием.

#### Заключение

Применение в ИАИ наряду с синусоидальным TC простых полигармонических сигналов, прежде всего импульсного типа, позволяет повысить быстродействие и точность ИАИ за счет оптимизации процесса измерения импеданса в диапазоне частот. При этом синтез таких полигармонических сигналов практически не потребует дополнительного оборудования, а алгоритм вычисления составляющих импеданса – существенного дополнительного вычислительного ресурса.

#### Список литературы

- Агамалов, Ю. Р. Виртуальные измерители-анализаторы параметров импеданса / Ю. Р. Агамалов, Д. А. Бобылев, В. Ю. Кнеллер // Датчики и системы. – 2004. – № 5. – С. 14–18.
- 2. Бобылев, Д. А. Оптимальная реализация фазочувствительного преобразования в виртуальных измерителях-анализаторах импеданса / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2004. – № 8. – С. 19–22.
- 3. Бобылев, Д. А. Применение полигармонического тестового воздействия для повышения быстродействия измерителей-анализаторов импеданса / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2010. – № 12. – С. 19–25.
- 4. Белов, Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов / Л. А. Белов. М. : Изд. центр «Академия», 2005. 224 с.

Бобылев Дмитрий Алексеевич кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН (ИПУ РАН) E-mail: dabobyl@ipu.rssi.ru

### **Bobylev Dmitriy Alekseevich**

candidate of technical sciences, senior staff scientist, Institute of Control Sciences of the Russian Academy of Sciences

### УДК 621.317.7

#### Бобылев, Д.А.

Оптимизация процесса измерения в виртуальных анализаторах импеданса путем сочетания синусоидального и полигармонического тестовых сигналов / Д. А. Бобылев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 86–91. УДК 621.317

### В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, Ю. М. Иванов

## ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ СИГНАЛОВ<sup>1</sup>

### V. S. Melentiev, V. I. Batishchev, Y. M. Ivanov

## RESEARCH OF THE METHOD OF MEASUREMENT OF INTEGRATED CHARACTERISTICS ON INSTANT VALUES OF SIGNALS

**Аннотация**. Рассмотрен метод измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, использующий как пространственное, так и временное разделение мгновенных значений сигналов. Приведены результаты анализа погрешности измерения интегральных характеристик из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели.

*A b s t r a c t*. The method of measurement of integrated characteristics of the harmonious signals, using both spatial, and time division of instant values of signals is considered. Results of the analysis of an error of measurement of integrated characteristics because of a deviation of a real signal from harmonious model are resulted.

**Ключевые** слова: интегральные характеристики, мгновенные значения сигналов, гармоническая модель, погрешность.

*K e y w o r d s*: integrated characteristics, instant values of signals, harmonious model, an error.

### Введение

В настоящее время получили распространение методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) по их отдельным мгновенным значениям, не связанным с периодом входного сигнала, что предполагает два основных способа разделения мгновенных значений: во времени и в пространстве [1].

Второй способ требует формирования дополнительных сигналов напряжения и тока, сдвинутых по фазе относительно входных, и обеспечивает, в общем случае, сокращение времени измерения. При этом упрощение алгоритма измерения и аппаратной реализации обеспечивают методы, использующие в качестве дополнительных ортогональные составляющие сигналов [2].

Одним из существенных недостатков информационно-измерительных систем (ИИС), реализующих данные методы, является частотная погрешность фазосдвигающих блоков (ФСБ). Изменение частоты входного сигнала приводит к тому, что угол сдвига фаз ФСБ будет отличаться от  $\pi/2$  [3]. Этот недостаток устраняется в методах измерения ИХГС, основанных на формировании дополнительных сигналов напряжения и тока, сдвинутых на одинаковые

92

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 11-08-00039-а).

(в общем случае произвольные) углы Δα [4]. Однако при отличии углов сдвига фаз в каналах напряжения и тока возникает существенная погрешность.

Исключения влияния частотной погрешности ФСБ и погрешности, обусловленной отличием углов сдвига фаз в каналах напряжения и тока, можно достичь, применив метод определения ИХГС по трем мгновенным значениям напряжения и тока с использованием переходов сигналов через нуль [5]. К недостаткам метода и реализующих его ИИС можно отнести достаточно большое время измерения, которое зависит от угла сдвига фаз между напряжением и током, и использование ФСБ в обоих измерительных каналах.

В статье исследуется новый метод измерения ИХГС, использующий только один переход сигнала через нуль и формирование только дополнительного сигнала напряжения.

### Метод измерения интегральных характеристик с использованием пространственного и временного разделения мгновенных значений сигналов

Разработанный авторами метод измерения ИХГС заключается в следующем. В момент перехода входного сигнала напряжения через нуль одновременно измеряют мгновенное значение дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол  $\Delta \alpha$ , и мгновенное значение тока; через интервал времени  $\Delta t$  одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока. ИХГС определяют по измеренным значениям.

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 1.



Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Для входного напряжения  $u_1(t) = U_m \sin\omega t$  и тока  $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$  и дополнительного сигнала напряжения  $u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta \alpha)$  в момент времени  $t_1$ , когда сигнал напряжения переходит через нуль, выражения для мгновенных значений примут следующий вид:

$$U_{21} = U_m \sin \Delta \alpha ; I_{11} = I_m \sin \varphi,$$

где  $U_m$ ,  $I_m$  – амплитудные значения сигналов напряжения и тока;  $\phi$  – угол сдвига фаз между напряжением и током.

Через образцовый интервал времени  $\delta t$  (в момент времени  $t_2$ ) мгновенные значения сигналов будут равны:

$$U_{12} = U_m \sin \omega \Delta t; \ U_{22} = U_m \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t); \ I_{12} = I_m \sin (\varphi + \omega \Delta t).$$

Используя мгновенные значения сигналов, после преобразований можно получить выражения для определения основных ИХГС:

среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\rm CK3} = \frac{2|U_{12}U_{21}U_{22}|}{\sqrt{2\left[4U_{21}^2U_{22}^2 - \left(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2\right)^2\right]}};$$
(1)

$$I_{\rm CK3} = \sqrt{\frac{2U_{21}U_{22} \left[ 2U_{21}U_{22} \left( I_{11}^2 + I_{12}^2 \right) - I_{11}I_{12} \left( U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2 \right) \right]}{2 \left[ 4U_{21}^2 U_{22}^2 - \left( U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2 \right)^2 \right]}} ;$$
(2)

- активная (AM) и реактивная (PM) мощности:

$$P = \frac{2U_{12}U_{21}U_{22}\left[2I_{12}U_{21}U_{22} - I_{11}\left(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2\right)\right]}{2\left[4U_{21}^2U_{22}^2 - \left(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2\right)^2\right]};$$
(3)

$$Q = \frac{I_{11}U_{12}U_{21}U_{22}}{\sqrt{4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2}} .$$
(4)

Схема ИИС, реализующей данный метод, представлена на рис. 2.



Рис. 2. Схема ИИС, реализующей метод

В состав ИИС входят первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1 – АЦПЗ, нуль-орган НО, фазосдвигающий блок ФСБ1, контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

Рассматриваемый метод предназначен для определения интегральных характеристик сигналов с гармоническими моделями. При наличии в сигналах высших гармоник неизбежно возникает погрешность.

### Анализ погрешности метода из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели

Проведем оценку методической погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели. Для этого воспользуемся методикой оценки погрешности результата измерения интегральной характеристики как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала. Известно, что погрешность вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. Погрешности функции соответствует возможное ее приращение, которое она получит, если аргументам дать приращения, равные их погрешностям [1].

Если абсолютные погрешности аргументов соответствуют наибольшему отклонению моделей от реальных сигналов, то предельные значения абсолютных погрешностей определения интегральных характеристик сигналов в соответствии с (1)–(4) примут следующий вид:

2012, Nº 2

$$\Delta U_{\rm CK3} = \left[ \left| \left( U_{\rm CK3} \right)'_{U_{21}} \right| + \left| \left( U_{\rm CK3} \right)'_{U_{12}} \right| + \left| \left( U_{\rm CK3} \right)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\rm max} ; \qquad (5)$$

$$\Delta I_{\rm CK3} = \left[ \left| \left( I_{\rm CK3} \right)'_{I_{11}} \right| + \left| \left( I_{\rm CK3} \right)'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\rm max} + \left[ \left| \left( I_{\rm CK3} \right)'_{U_{21}} \right| + \left| \left( I_{\rm CK3} \right)'_{U_{12}} \right| + \left| \left( I_{\rm CK3} \right)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\rm max}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[ \left| \left( P'_{I_{11}} \right| + \left| \left( P'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[ \left| \left( P'_{U_{21}} \right| + \left| \left( P'_{U_{12}} \right| + \left| \left( P'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max} \right] \right] \right] \Delta U_{\max} \right]$$
(7)

$$\Delta Q = \left| (Q)'_{I_{11}} \right| \Delta I_{\max} + \left[ \left| (Q)'_{U_{21}} \right| + \left| (Q)'_{U_{12}} \right| + \left| (Q)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}, \qquad (8)$$

где  $\Delta U_{\text{max}}$ ,  $\Delta I_{\text{max}}$  – предельные абсолютные погрешности аргументов, соответствующие наибольшим отклонениям моделей от реальных сигналов.

В общем случае для сложных периодических сигналов  $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$  и

 $\Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}$ , где  $h_{uk} = \frac{U_{km}}{U_{1m}}$  и  $h_{ik} = \frac{I_{km}}{I_{1m}}$  – коэффициенты *k*-тых гармоник напряжения и

тока;  $U_{1m}$  и  $I_{1m}$  – амплитуды первых гармоник сигналов;  $U_{km}$  и  $I_{km}$  – амплитуды k-тых гармоник напряжения и тока.

Используя (1)–(4) с учетом предельных значений абсолютных погрешностей (5)–(8), можно определить относительные погрешности определения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{\text{CK3}}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{\sqrt{2\left(1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2\right)} \left|\sin\Delta\alpha\sin(\Delta\alpha + \omega\Delta t)\right|} + 2\left|\sin\omega\Delta t\cos\Delta\alpha\sin(\omega\Delta t + \Delta\alpha)\right| + \left|\cos(\omega\Delta t + 2\Delta\alpha)\right|};$$
(9)

$$\delta_{I_{CK3}} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} \left[ \left| \cos \varphi \right| + \left| \cos \left( \varphi - \omega \Delta t \right) \right| \right]}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2} \left| \sin \omega \Delta t \right|} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sin^2 \omega \Delta t \left| \sin \Delta \alpha \sin \left( \omega \Delta t + \Delta \alpha \right) \right|} \left[ \left| \sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha \right| \times \frac{1}{2\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sin^2 \omega \Delta t \left| \sin \Delta \alpha \sin \left( \omega \Delta t + \Delta \alpha \right) \right|} \right]}$$

 $\times \left| \cos \omega \Delta t + \cos (2\omega \Delta t + \varphi) \right| + \left| \sin \Delta \alpha + \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha) \right| + \left| \sin \omega \Delta t \right| \left| 2\sin \varphi \sin (\omega \Delta t + \varphi) - 1 \right| \right]; (10)$ 

$$\gamma_{P} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}} |\sin \omega \Delta t|} \left( \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} (|\cos \omega \Delta t| + 1) + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{|\sin \omega \Delta t \sin \Delta \alpha \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|} \times \left| \sin \omega \Delta t ||\cos \varphi \cos \Delta \alpha \cos (\omega \Delta t + \Delta \alpha) + \cos (\omega \Delta t + \varphi)| + |\cos (\omega \Delta t + \varphi) + \cos \omega \Delta t \cos \varphi| \times \left| \sin \Delta \alpha - \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha| \right| \right) \right);$$
(11)

$$\gamma_{Q} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^{2}} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^{2}}} \left( \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk} \left| \sin \phi \right|}{2 \left| \sin \Delta \alpha \sin \omega \Delta t \sin \left( \Delta \alpha + \omega \Delta t \right) \right|} \left\{ 2 \sin^{2} \omega \Delta t \left| \cos \Delta \alpha \cos \omega \Delta t \right| + \frac{1}{2 \left| \sin \Delta \alpha \sin \omega \Delta t \sin \left( \Delta \alpha + \omega \Delta t \right) \right|} \right\}$$

 $+\left|\cos\omega\Delta t + \cos(\omega\Delta t + 2\Delta\alpha)\right| + \left|\cos\omega\Delta t \sin\omega\Delta t\right| \left|\sin\Delta\alpha - \sin(2\omega\Delta t + \Delta\alpha)\right| \right\}.$  (12)

Анализ выражений (9)–(12) показывает, что погрешности измерения ИХГС из-за отклонения реального сигнала от гармонической модели зависят от спектра сигнала, угла сдвига фазы  $\Phi$ СБ и интервала времени  $\Delta t$ .

Кроме того, погрешности измерения СКЗ тока, АМ и РМ зависят и от угла сдвига фаз между первыми гармониками напряжения и тока.

В качестве примера на рис. З представлены графики зависимости относительной погрешности измерения СКЗ напряжения, обусловленной отклонением исследуемого сигнала, содержащего первую и третью гармоники с коэффициентом  $h_{u3} = 1\%$ , от гармонической модели, от  $\Delta \alpha$  и  $\omega \Delta t$ , изменяющихся в диапазоне от 10 до 90° в соответствии с (9).



Рис. 3. Графики зависимости  $\delta_U$  от  $\Delta \alpha$  и  $\omega \Delta t$ 

Из рис. 3 видно, что существуют значения  $\Delta \alpha$  и  $\omega \Delta t$ , при которых относительная погрешность измерения СКЗ напряжения значительно снижается.

#### Заключение

Разработанный метод измерения ИХГС использует один переход сигнала через нуль и формирование только дополнительного сигнала напряжения, сдвинутого на произвольный угол относительно входного. Это позволяет исключить угловую погрешность ФСБ и существенно уменьшить аппаратурные затраты при реализации метода.

Проведенный анализ показывает, что наличие в сигналах высших гармоник приводит к существенному увеличению погрешности измерения интегральных характеристик.

Полученные результаты позволяют выбирать области использования метода в зависимости от спектра сигналов и требований по точности измерения, а также подбирать оптимальные параметры измерительного процесса для обеспечения наименьшей погрешности.

#### Список литературы

- Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
- Мелентьев, В. С. Синтез методов и систем измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, А. О. Лычев, А. А. Миронов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XIV Междунар. конф. – Самара : Самар. науч. центр РАН, 2012. – С. 625–633.
- 3. Мелентьев, В. С. Методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов, основанные на сравнении ортогональных составляющих сигналов / В. С. Мелен-

тьев, Д. В. Рудаков // Измерения, автоматизация и моделирование в промышленности и научных исследованиях : межвуз. сб. – Бийск : Изд-во АГТУ им. И. И. Ползунова, 2011. – Вып. 1. – С. 129–131.

- 4. Мелентьев, В. С. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов, распределенных в пространстве / В. С. Мелентьев, А. О. Лычев // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер.: Технические науки. – 2011. – № 4 (32). – С. 236–239.
- 5. Совершенствование методов измерений интегральных характеристик гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, А. Н. Камышникова, Д. В. Рудаков // Измерительная техника. 2011. № 4. С. 32–34.

### Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой информационно-измерительной техники, Самарский государственный технический университет E-mail: vs\_mel@mail.ru

#### Батищев Виталий Иванович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационных технологий, Самарский государственный технический университет E-mail: vib@list.ru

#### Иванов Юрий Михайлович

кандидат технических наук, младший научный сотрудник, кафедра информационно-измерительной техники, Самарский государственный технический университет E-mail: ims@samgtu.ru

### Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, associate professor, head of sub-department of information and measuring technique, Samara State Technical University

#### **Batishchev Vitaliy Ivanovich**

doctor of technical sciences, professor, head of sub-department of information technology, Samara State Technical University

### Ivanov Yuriy Mikhaylovich

candidate of technical sciences, junior researcher, sub-department of information and measuring technique, Samara State Technical University

#### УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Исследование метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, Ю. М. Иванов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 92–97.

УДК 681.51.015 : 621.3.011.1 : 519.67

### Л. Н. Бондаренко

## О КОМПЛЕКСЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ НА БАЗЕ RC-CXEM ЗАМЕЩЕНИЯ

## L. N. Bondarenko

## ON THE COMPLEX OF ALGORITM IDENTIFICATION ON BASIS OF RC EQUIVALENT CIRCUITS

**Аннотация**. Описан комплекс алгоритмов идентификации в частотной области на базе *RC*-схем замещения, включающий алгоритмы аппроксимации Кронекера–Чебышева, Кронекера–Чебышева–Ахиезера и ряд алгоритмов реализации. Отмечены преимущества этих алгоритмов для решения задач идентификации. Описаны некоторые алгоритмы реализации и рассмотрен модельный пример их применения.

*A b s t r a c t*. The complex of identification algorithms in frequency area of RC equivalent circuits is described. This complex includes Kronecker – Chebyshev, Kronecker-Chebyshev – Akhiezer algorithms of approximation and a number of realization algorithms. Advantages of these algorithms to the solution of problems of identification are noted. Some of realization algorithms are described and the modeling example of their application is considered.

**Ключевые** слова: идентификация, функция импеданса, рациональная аппроксимация, алгоритм, реализация, каноническая форма.

K e y w o r d s: identification, function of impedance, rational approximation, algorithm, realization, canonical form.

Модели на базе *RC*-схем замещения находят широкое применение в кондуктометрических датчиках, медицинских и биологических исследованиях, диагностике радиоэлектронной аппаратуры и т.п. Для получения модели исследуемого объекта на базе *RC*-схем замещения первоначально решается сложная проблема структурно-параметрической идентификации. Декомпозиция этой проблемы приводит к рассмотрению задачи аппроксимации, заключающейся в построении по результатам измерений математической модели объекта, и задачи реализации, позволяющей от математической модели объекта перейти к соответствующей *RC*-схеме замещения.

Решение задачи аппроксимации должно приводить не только к нахождению параметров искомой математической модели объекта, но и к получению ее структурных характеристик. Сама математическая модель объекта может представлять собой систему дифференциальных или разностных уравнений, переходную или передаточную функцию и т.п. Так как реализация полученной математической модели может приводить к различным структурам *RC*-схем замещения, первоначально выбирается требуемая структура *RC*-схемы замещения, а затем в результате решения задачи реализации определяются ее параметры.

Аналогия между рассматриваемой проблемой структурно-параметрической идентификации и проблемой синтеза электрических цепей [1] дает возможность использовать отдельные результаты теории синтеза цепей. В частности, реализация функции импеданса Z(p) пассивных двухполюсников в теории синтеза цепей основана на применении соответствующих канонических форм, т.е. двухполюсников с импедансом Z(p) и минимально возможным числом элементов, причем эти формы существуют только для цепей, содержащих элементы двух типов, например, R и C.

Поэтому для разработки алгоритмов решения поставленной проблемы в простейшем случае можно ограничиться рассмотрением пассивных *RC*-двухполюсников, описываемых функцией импеданса  $Z_n(p)$ , которая аппроксимирует функцию Z(p) исследуемого объекта.  $Z_n(p)$  находится по результатам измерений значений его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и фазочастотной характеристики (ФЧХ) на фиксированных частотах  $\{\omega_i\}_{i=1}^N, N \ge n$  в заданном диапазоне  $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ .

Эта постановка задачи аппроксимации показывает значительное ее отличие от соответствующей задачи синтеза цепей, заключающееся, прежде всего, в информации о функции Z(p), а также использовании мер близости между Z(p) и  $Z_n(p)$ .

Задача аппроксимации – это задача структурно-параметрической идентификации в частотной области, относящаяся к классу некорректных задач. Для ее решения в работах [2–4] были предложены алгоритмы, названные алгоритмами Кронекера–Чебышева и Кронекера– Чебышева–Ахиезера.

Основной особенностью этих алгоритмов является использование при измерениях специального набора частот, вычисляемого по нулям известных многочленов Чебышева или Чебышева–Ахиезера [5] в заданном диапазоне [ $\omega_{min}, \omega_{max}$ ], а также применение при обработке измерений оригинального итерационного алгоритма Кронекера [6], модифицированного в [2–4]. По этим алгоритмам разработаны эффективные вычислительные процедуры в пакете аналитических вычислений Maple.

Эффективность этих процедур показывает, что измерения в частотной области наиболее адекватны рассматриваемой задаче, а время измерения в исследовательской задаче структурно-параметрической идентификации не играет существенной роли.

При решении задачи аппроксимации с помощью алгоритмов Кронекера–Чебышева и Кронекера–Чебышева–Ахиезера вместе с коэффициентами рациональной функции  $Z_n(p)$  определяется также структурный параметр *n*, фиксирующий количество неизвестных параметров соответствующих канонических форм.

В теории синтеза цепей используются канонические формы Фостера (1924 г.) и Кауэра (1926 г.) [1], изображенные на рис. 1, связанные соответственно с разложением рациональной функции  $Z_n(p)$  на простейшие дроби и представлением ее в виде непрерывной дроби, что приводит к простейшим алгоритмам реализации.



Рис. 1. Канонические формы: *a*) Фостера; *б*) Кауэра

Ли (1963 г.) получил новые канонические формы [7], одна из которых показана на рис. 2,*a*) с помощью топологических обозначений, т.е. вместо *RC*-цепи изображен ее граф;  $g_i = R_i^{-1}$ ,  $pC_i$  – значения проводимостей соответствующих ветвей.



Рис. 2. Канонические формы: *а*) Ли; *б*) симметричная

На рис. 2,6 дополнительно в форме графа показана также симметричная каноническая форма, в которой, как и в форме Ли, используются мостовые звенья.

Из рис. 1, 2 с помощью дуального и частотных преобразований [1] могут быть получены двойственные к изображенным на этих рисунках канонические *RC*-формы.

Алгоритмы реализации функции импеданса  $Z_n(p)$  каноническими формами рис. 1, 2 строятся с помощью представления *RC*-двухполюсника в виде каскадного соединения *RC*-звеньев, изображенных на рис. 3 в форме четырехполюсников.



Рис. 3. Каскадное соединение RC-звеньев

На рис. З параллельное соединение резистора с сопротивлением  $R_1$  и конденсатора емкостью  $C_1$  задает звено 1, остальные *RC*-звенья с номерами 2,..., *s* однотипны и содержат *m* резисторов и *m* конденсаторов. В этом случае *RC*-двухполюсник описывается следующей рациональной функцией импеданса:

$$Z_n(p) = A_n(p) / B_n(p), \quad A_n(p) = \sum_{k=0}^{n-1} a_{k,n} p^k, \quad B_n(p) = \sum_{k=0}^n b_{k,n} p^k, \tag{1}$$

где коэффициент  $b_{n,n} = 1$ ; n = m(s-1) + 1 – общее число конденсаторов. Так, для канонических форм рис. 1 имеем m = 1 и n = s, а рис. 2 - m = 2 и n = 2(s-1) + 1.

Задавая (1) как вектор-столбец  $Z_n(p) = (A_n(p), B_n(p))^T$ , запишем *r*-й шаг алгоритма реализации  $Z_n(p)$  каноническими формами рис. 1, 2 в матричном виде:

$$Z_{n-(r-1)m}(p) = \Gamma_{(r-1)m+1}(p) Z_{n-rm}(p), \ r = 1, 2, \dots,$$
(2)

где  $Z_{n-rm}(p)$  – неизвестная функция импеданса *RC*-двухполюсника рис. 3 с удаленными *RC*-звеньями с номерами  $\{s - k + 1\}_{k=1}^r$ .

В соотношении (2) использованы матрицы

$$\Gamma_{(r-1)m+1}(p) = \begin{pmatrix} \alpha_{(r-1)m+1}(p) & \beta_{(r-1)m+1}(p) \\ \gamma_{(r-1)m+1}(p) & \delta_{(r-1)m+1}(p) \end{pmatrix},$$
(3)

которые имеют элементы, являющиеся полиномами степени не выше *m* с неопределенными коэффициентами, а det  $\Gamma_{(t-1)m+1}(p) \neq 0$ , кроме некоторых значений *p*.

Для описания алгоритма реализации  $Z_n(p)$  при r=1 каноническими формами рис. 2 положим  $q_n = -g_n / C_n$ ,  $q_{n-1} = -g_{n-1} / C_{n-1}$  и обозначим

$$\sigma_{1} = -(q_{n} + q_{n-1}), \sigma_{2} = q_{n} q_{n-1}, \lambda_{1} = g_{n}^{-1} + g_{n-1}^{-1}, \mu_{1} = C_{n}^{-1} + C_{n-1}^{-1},$$

$$\rho_{1} = g_{n} + g_{n-1}, \rho_{2} = g_{n} g_{n-1}, \nu_{1} = C_{n} + C_{n-1}, \nu_{2} = C_{n} C_{n-1}.$$
(4)

Тогда для формы рис. 2, а элементы матрицы (3) равны

$$\alpha_{1}(p) = \rho_{2}\lambda_{1}\mu_{1}p, \ \beta_{1}(p) = \mu_{1}p + \lambda_{1}\sigma_{2}\sigma_{2}, \ \gamma_{1}(p) = \rho_{2}p(\lambda_{1}p + \mu_{1}), \ \delta_{1}(p) = p^{2} + \sigma_{1}p + \sigma_{2}, \\ \det \Gamma_{1}(p) = p^{2}(q_{n} - q_{n-1})^{2} = p^{2}(\sigma_{1}^{2} - 4\sigma_{2}) = -\rho_{2}p^{2}(\mu_{1}^{2} - \mu_{1}\lambda_{1}\sigma_{1} + \lambda_{1}^{2}\sigma_{2}),$$

а основные расчетные соотношения имеют вид

$$\begin{cases} \lambda_{1} = a_{0,n} / b_{0,n}, & \mu_{1} = a_{n-1,n}, \\ \sigma_{1} = \frac{\mu_{1} a_{0,n} b_{0,n} + (\mu_{1} b_{n-1,n} - a_{n-2,n}) \tau_{1}}{\eta_{1}}, \\ \sigma_{2} = \frac{b_{0,n} (\mu_{1} (\mu_{1} b_{0,n} - a_{0,n} b_{n-1,n}) + a_{0,n} a_{n-2,n})}{\eta_{1}}, \end{cases}$$
(5)

где  $\tau_1 = a_{1,n}b_{0,n} - a_{0,n}b_{1,n}$ ,  $\eta_1 = \mu_1\tau_1 + a_{0,n}^2$  – вспомогательные параметры;

$$\begin{cases} \rho_2 = (\sigma_1^2 - 4\sigma_2) / (\lambda_1(\mu_1 b_{n-1,n} - a_{n-2,n}) - \mu_1^2), \rho_1 = \lambda_1 \rho_2, \\ \nu_2 = \rho_2 / \sigma_2, \quad \nu_1 = \mu_1 \nu_2, \end{cases}$$
(6)

$$\begin{cases} B_{n-2}(p) = (\alpha_1(p)B_n(p) - \gamma_1(p)A_n(p)) / \det \Gamma_1(p), \\ A_{n-2}(p) = (B_n(p) - \delta_1(p)B_{n-2}(p)) / \gamma_1(p). \end{cases}$$
(7)

Для канонической формы рис. 2,6 по сравнению с формой рис. 2,*а* элемент  $\alpha_1(p)$  в (3) заменится на многочлен  $\alpha_1(p) = p^2 + (\rho_2 \lambda_1 \mu_1 - \sigma_1) p + \sigma_2$ ,

$$\det \Gamma_1(p) = (p^2 - \sigma_2)^2 = p^4 - (\sigma_1^2 - 2\sigma_2 + \rho_2(\mu_1^2 - \mu_1\lambda_1\sigma_1 + \lambda_1^2\sigma_2))p^2 + \sigma_2^2,$$

а основные расчетные соотношения имеют вид:

– параметр  $p^2 = \sigma_2$  является одним из ненулевых корней алгебраического уравнения

$$\begin{array}{c|cccc} \operatorname{Ev} A_n(p) & \operatorname{Od} A_n(p) & \operatorname{Ev} B_n(p) & \operatorname{Od} B_n(p) \\ \operatorname{Od} A_n(p) & \operatorname{Ev} A_n(p) & \operatorname{Od} B_n(p) & \operatorname{Ev} B_n(p) \\ \operatorname{Ev} A'_n(p) & \operatorname{Od} A'_n(p) & \operatorname{Ev} B'_n(p) & \operatorname{Od} B'_n(p) - p^{-1} \operatorname{Ev} B_n(p) \\ \operatorname{Od} A'_n(p) & \operatorname{Ev} A'_n(p) & \operatorname{Od} B'_n(p) & \operatorname{Ev} B'_n(p) - p^{-1} \operatorname{Od} B_n(p) \end{array} \right| = 0;$$

$$(8)$$

– параметры  $\sigma_1, \mu_1, \lambda_1$  находятся при  $p^2 = \sigma_2$  из системы уравнений

$$\begin{cases} \operatorname{Ev} A_{n}(p)\sigma_{1} - \operatorname{Ev} B_{n}(p)\mu_{1} - p\operatorname{Od} B_{n}(p)\lambda_{1} = -2p\operatorname{Od} A_{n}(p), \\ p^{-1}\operatorname{Od} A_{n}(p)\sigma_{1} - p^{-1}\operatorname{Od} B_{n}(p)\mu_{1} - \operatorname{Ev} B_{n}(p)\lambda_{1} = -2\operatorname{Ev} A_{n}(p), \\ \operatorname{Ev} A_{n}'(p)\sigma_{1} - \operatorname{Ev} B_{n}'(p)\mu_{1} + (\operatorname{Ev} B_{n}(p) - p\operatorname{Od} B_{n}'(p))\lambda_{1} = -2p\operatorname{Od} A_{n}'(p), \end{cases}$$
(9)

где в выражениях (8) и (9) Ev и Od означают четную и нечетную части соответствующих многочленов, затем вычисляется  $\rho_2 = (\sigma_1^2 - 4\sigma_2)/(\mu_1(\lambda_1\sigma_1 - \mu_1) - \lambda_1^2\sigma_2)$ . Величины  $\rho_1, \nu_2, \nu_1, B_{n-2}(p), A_{n-2}(p)$  находятся по формулам (5)–(7).

После вычисления на шаге r=1 значений параметров  $\rho_1, \rho_2, \nu_1, \nu_2$  параметры  $g_n, g_{n-1}, C_n, C_{n-1}$  *s*-го *RC*-звена на рис 2,*a*,*б* определяются как решения квадратных уравнений, получаемых с помощью соотношения (4). Удаление *s*-го *RC*-звена на рис 2,*a*,*б* позволяет для найденной функции импеданса  $Z_{n-2}(p)$  снова повторить алгоритм реализации на шаге r=1.

Отметим, что описанный алгоритм реализации  $Z_n(p)$  канонической формой рис. 2, *а* значительно эффективнее алгоритма, предложенного Ли в [7], так как он допускает достаточно простую компьютерную реализацию.

Таким образом, для каскадных *RC*-двухполюсников рис. 1, 2 алгоритм реализации  $Z_n(p)$  строится на основе следующей итерационной процедуры: по  $Z_n(p)$  определяются параметры *s*-го звена рис. 3,*a*, затем исключение этого звена приводит к следующему шагу алгоритма. В [8] рассмотрена еще одна каноническая форма с m = 3, для которой также получена итерационная процедура реализации  $Z_n(p)$ .

Несмотря на громоздкий вид соотношений (4)–(9), их компьютерная реализация достаточно проста и выполнена в среде Maple. Все разработанные процедуры реализации функции импеданса  $Z_n(p)$  могут использоваться также при расчете аналоговых и цифровых фильтров [9]. При выполнении этих процедур допускается каскадное соединение любых рассмотренных *RC*-звеньев в произвольном порядке.

На этапе аппроксимации при решении задачи структурно-параметрической идентификации на базе *RC*-двухполюсников с помощью алгоритмов Кронекера–Чебышева и Кронекера–Чебышева–Ахиезера величина структурного параметра *n* ограничивается только точностью измерений значений АЧХ и ФЧХ. Полученная на этапе аппроксимации функция импеданса  $Z_n(p)$  должна быть реализуема некоторой канонической формой. Реализуемость может проверяться с помощью любого алгоритма реализации, но для этой цели наиболее эффективен алгоритм реализации для канонической формы Кауэра, а при нечетном *n* – также для канонической формы Ли.

Вообще алгоритмы реализации являются методами решения специальных систем нелинейных алгебраических уравнений, а также их можно рассматривать как методы представления рациональной функции в некоторых канонических формах. Вопрос о точности результата при этом не возникает, так как вычисления могут производиться с требуемым числом значащих цифр.

Разработанные алгоритмы аппроксимации Кронекера–Чебышева и Кронекера–Чебышева–Ахиезера могут быть использованы для определения передаточных функций исследуемых систем по результатам измерений в частотной области, а также для рациональной аппроксимации вещественных функций, заданных на отрезке.

В качестве примера приведем результаты реализации различными Maple-процедурами модельной функции импеданса  $Z_3(p)$ , полученной в [4] с помощью Maple-процедуры аппроксимации Кронекера–Чебышева с пятью значащими цифрами:

$$Z_3(p) = \frac{3,5502 \, p^2 + 6,5657 \, p + 1,6486}{p^3 + 6,3021 \, p^2 + 4,2987 \, p + 0,31613}.$$

При нахождении этой функции импеданса использовались относительные величины. Поэтому размерность полученных при реализации сопротивлений и емкостей будет опускаться, а вычисления даются также с пятью значащими цифрами.

Для канонической формы Фостера рис. 1,*а* имеем:

$$R_3 = 0,50585, C_3 = 0,35710; R_2 = 0,59424, C_2 = 2,4656; R_1 = 4,1149, C_1 = 2,9046$$

причем нумерация параллельных цепочек на рис. 1,а может быть произвольной.

Для канонической формы Кауэра рис. 1,6 имеем:

$$R_3 = 0,79731, C_3 = 0,28167; R_2 = 1,7016, C_2 = 1,2691; R_1 = 2,7161, C_1 = 2,4014$$

Для канонической формы Ли рис. 2, а имеем:

 $R_3 = 4,5944, C_3 = 2,3697; R_2 = 0,62055, C_2 = 0,31967; R_1 = 0,38956, C_1 = 3,7598.$ 

Для симметричной канонической формы рис. 2,6 получены три различных результата, так как характеристическое уравнение (8) имеет три корня:

а) при корне 0,10612 получено:

 $R_3 = 1,2147, C_3 = 2,9492; R_2 = 3,3497, C_2 = 0,78522; R_1 = 0,65043, C_1 = 0,51610;$ 

б) при корне 0,46538 получено:

 $R_3 = 0,60205, C_3 = 2,4371; R_2 = 1,7915, C_2 = 0,81741; R_1 = 2,7992, C_1 = 0,52177;$ 

в) при корне 2,0339 получено:

$$R_3 = 0,49810, C_3 = 1,2068; R_2 = 1,86312, C_2 = 0,43896; R_1 = 2,8537, C_1 = 2,2546$$

Как показывают приведенные результаты вычислений, алгоритм реализации для канонической формы рис. 2,6 может давать несколько наборов значений параметров каждого *RC*звена для заданной функции импеданса. Поэтому при нахождении модели исследуемого объекта на базе *RC*-двухполюсников иногда приходится выбирать не только структуру *RC*двухполюсника, но и осуществлять выбор параметров из их наборов, соответствующих данной структуре.

Отметим, что *RL*- и *LC*-двухполюсники с помощью преобразований цепей могут быть сведены к *RC*-двухполюснику, но использованию *RLC*-двухполюсника для идентификации объекта в общем случае препятствует теорема о невозможности одновременного приведения трех квадратичных форм к каноническому виду.

Разработанный комплекс алгоритмов идентификации на базе *RC*-двухполюсников реализован в виде пакета процедур в среде Maple. Этот комплекс позволяет проводить не только обработку результатов измерений для решения различных задач идентификации в частотной области, но и использовать имитационное моделирование для оценки точности полученных результатов. Также этот комплекс дает возможность успешно решать ряд сложных математических задач, связанных с рациональной аппроксимацией вещественных функций на отрезке и решением специальных систем нелинейных алгебраических уравнений.

#### Список литературы

- 1. Гиллемин, Э. А. Синтез пассивных цепей / Э. А. Гиллемин. М. : Связь, 1970. 720 с.
- Бондаренко, Л. Н. Определение параметров передаточной функции средств измерений по значениям амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик / Л. Н. Бондаренко // Датчики и системы. – 2004. – № 7. – С. 18–20.
- Бондаренко, Л. Н. Методы идентификации в частотной области при наличии шума / Л. Н. Бондаренко // Известия вузов. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2. – С. 113–123.
- Бондаренко, Л. Н. О точности идентификации систем на базе *RC*-схем замещения / Л. Н. Бондаренко // Измерительная техника. – 2011. – № 4. – С. 27–32.
- 5. Ахиезер, Н. И. Лекции по теории аппроксимации / Н. И. Ахиезер. М. : Наука, 1965. 408 с.
- Бейкер, Дж. Аппроксимации Паде / Дж. Бейкер, П. Грейвс-Моррис. М. : Мир, 1986. 503 с.
- Lee, H. B. A New Canonic Realization Procedure / H. B. Lee // IEEE Trans. Circuit Theory. – 1963. – V. CT-10. – № 1. – P. 81–85.
- Бондаренко, Л. Н. Алгоритмические проблемы диагностики каскадных двухполюсников / Л. Н. Бондаренко // Информационная измерительная техника. Труды университета : межвуз. сб. науч. тр. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2008. – Вып. 32. – С. 3–12.
- 9. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм. М. : Мир, 1982. 592 с.

Бондаренко Леонид Николаевич кандидат технических наук, доцент, кафедра дискретной математики, Пензенский государственный университет E-mail: leobond5@mail.ru, dm@pnzgu.ru

### Bondarenko Leonid Nikolaevich

candidate of technical sciences, associate professor, sub-department of diskrete mathematics, Penza State University

УДК 681.51.015 : 621.3.011.1 : 519.67

### Бондаренко, Л. Н.

О комплексе алгоритмов идентификации на базе RC-схем замещения / Л. Н. Бондаренко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 98–104.

# ПОЛЕМИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ

УДК 53.081.1

### С. А. Кравченко, В. П. Пиастро, А. Н. Пронин

## ЧТО ОЖИДАЕТ СИСТЕМУ СИ В XXI ВЕКЕ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА И МАГНЕТИЗМА

### S. A. Kravchenko, V. P. Piastro, A. N. Pronin

## EXPECTATIONS ABOUT THE SI SYSTEM IN XXI THE FIELD OF ELECTRICITY AND MAGNETISM

**Аннотация**. Рассмотрена история возникновения системы СИ. Показаны кардинальные изменения Международной системы единиц в области электричества и магнетизма. Обоснован постепенный переход к новой системе.

*A b s t r a c t*. In the article the history of the arising of the SI system is considered. The cardinal changes of SI system in the field of electricity and magnetism are shown. The step-by-step transition to the new system is proved.

**Ключевые слова**: система Си, электричество и магнетизм, постоянная Планка, элементарный заряд, обнаружение.

*K* e y w o r d s: si system, electricity and magnetism, planck's constant, elementary charge, detection.

Со второй половины XX в. абсолютное преимущество в науке и технике имеет разработанная метрологическими институтами ведущих стран (ФРГ, СССР, США, Франции, Англии, Японии, Швеции и др.) в середине XX в. Международная система единиц измерений – система СИ (Sistéme International). До этого, в XIX в., было несколько систем единиц измерений. Для физиков и химиков наиболее подходила система единиц, предложенная в 1832 г. Гауссом, которую он назвал абсолютной – MMS – миллиметр, миллиграмм, секунда [1]. Затем ученые перешли на похожую – CGS – сантиметр, грамм, секунда. В конце XIX в. была разработана система МКС – метр, килограмм, секунда. В XX в. до 1960 г. царствовала практическая система единиц МКСА – метр, килограмм, секунда, ампер. Чтобы убрать все новые и новые системы (типа МТСА – метр, тонна, секунда, ампер) (их накопилось более 6, и они стали тормозом развития науки и техники во всех областях науки и техники), XI Генеральная конференция по мерам и весам в 1960 г. приняла Международную систему единиц физических величин SI (СИ). В СССР и во всех странах-членах Совета экономической взаимопомощи (СЭВ) система СИ явилась обязательной с 1 января 1980 г. [2]. Основой ее являются:

**метр** – (m, м) единица длины, равная пути, проходимому в вакууме светом за 1/299792458 долю секунды<sup>1</sup>;

килограмм – (kg, кг) единица массы международного прототипа килограмма;

секунда – (s, c) – единица времени, равная 9192631770 периодам излучения, соответствующего переходу между двумя уровнями состояния атома цезия – 133;

**ампер** – (A, A) – единица силы неизменного электрического тока, проходящего по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малой площади кругового поперечного сечения, расположенным в вакууме на расстоянии 1 м друг от друга (вызывал бы на каждом участке проводника длиной 1 м силу взаимодействия, равную  $2 \cdot 10^{-7}$  H);

**кельвин** – (К, К) – единица термодинамической температуры, равная 1/273,16 части тройной точки воды;

кандела – (cd, кд) – единица силы света источника, испускающего излучение с частотой 540·10<sup>12</sup> Гц, энергетическая сила света которого в этом направлении составляет 1/683 Вт/стерадиан;

радиан – (rad, рад) – единица плоского угла, равная углу между двумя радиусами окружности, длина дуги между которыми равна радиусу. К системе СИ привыкли не сразу, но со временем привыкли, так как МКСА и электрочасть СИ похожи. И по ним делали расчеты, которые сходились в жизни. Потом система СИ была изменена, точнее, дополнена фундаментальными константами с квантовым эффектом Джозефсона для напряжения и квантовым эф-

В последнее время на повестку дня поставлена задача – изменение системы СИ. США «напирают», и все вроде бы подчиняются. Консультативный комитет по электричеству и магнетизму (ККЭМ) в своей рекомендации Е 1 (2007) предложил (по сути приказал) произвести кардинальные изменения Международной системы единиц (СИ) только в области электричества и магнетизма [3]. Итак, после рассмотрения различных возможных изменений СИ и связанных с ними достоинств каждого из этих изменений на основе консультаций с метрологамиспециалистами в области электричества, пользователями в промышленности и другими специалистами в метрологическом сообществе ККЭМ считает:

• что определение единиц в значениях фундаментальных констант, в частности элементарного заряда «*e*» и постоянной Планка «*h*», обеспечит их долговременную стабильность и взаимосогласованность (совместимость);

• что комбинации «*e*» и «*h*» являются фундаментальными величинами в квантовых явлениях в электричестве и магнетизме;

• что существуют макроскопические квантовые эффекты, которые связывают фундаментальные константы «*e*» и «*h*» с наблюдаемыми макроскопическими явлениями;

• что воспроизведение вольта на эффекте Джозефсона, условное значение постоянной Джозефсона «К<sub>J-90</sub>» и воспроизведение Ома, используя квантовый эффект Холла и условное значение постоянной Клитцинга «R<sub>k-90</sub>», обеспечили практические, доступные, воспроизводимые, имеющие малый шум и высокую линейность эталоны во всем мире начиная с 1990 г.;

• что теория, воспроизводимость и независимость экспериментальных реализаций эффекта Джозефсона и квантового эффекта Холла хорошо установлены;

• что взаимосогласованность среди электроизмерений значительно улучшилась со времени введения воспроизведений вольта и Ома на эффект Джозефсона и квантовый эффект Холла;

• что использование этих эталонов на квантовой основе будет продолжаться и в ближайшем будущем.

Признавая, что принятие фиксированных значений «*e*» и «*h*» может внести небольшое, но приемлемое одиночное (одноразовое) нарушение непрерывности в результаты электрических измерений в то время, когда реализуется переопределение, ККЭМ рекомендует:

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> При таком определении метра, принятом на XVII Генеральной конференции МБМВ в 1983 г., длина не может считаться основной физической величиной, так как выражается через скорость и время. Эти две величины (Длина и Прототип килограмма) и определили возможный будущий распад системы СИ.

• что СИ может быть изменена путем принятия фиксированных значений элементарного заряда «*e*» и постоянной Планка «*h*» и что это решение может быть принято в ближайшем будущем при условии, что адекватное согласие будет достигнуто при независимых экспериментах в разных странах;

• что национальные метрологические институты могут в значительной степени получать поддержку соответствующих исследований для реализации рекомендуемых здесь изменений и совершенствования наших знаний в этой научной области, обеспечивая и поддерживая по возможности наиболее консистентную систему единиц СИ;

• что значения элементарного заряда «*e*» и постоянной Планка «*h*» могут быть зафиксированы на уровне опубликованных в КОДАТА незадолго до принятия этих изменений для СИ, но округленных и представленных без соответствующих неопределенностей;

• что определения электрических единиц и их введение в действие следует пересмотреть с тем, чтобы они отражали это изменение и чтобы ККЭМ участвовал в этом процессе;

• что если концепция (понятие) базовых единиц будет сохраняться, то **ампер** может оставаться как базовая для целей исторической непрерывности и размерного анализа СИ, хотя для (в) самих электрических единиц нет предпочтительного порядка прослеживаемости;

• что **ампер** может быть определен следующим образом уже сейчас: «Ампер есть электрический ток, эквивалентный потоку элементарных зарядов (точное значение  $1/1.602 \ 176 \ 53 \times 10^{-19}$ ) в секунду» (из чего следует, что это определение фиксирует элементарный заряд, как точно равный  $1,602 \ 176 \ 53 \times 10^{-19}$  ампер-секунд); что это изменение в СИ может широко публиковаться и пропагандироваться для его плавного (постепенного) внедрения в сообщество измерителей и что требуется минимум один год для подготовки общественного мнения для внесения такого изменения в СИ [2]. Но вот уже прошло с того момента 5 лет, а «воз и ныне там».

Если бы мы сейчас опирались на эту новую систему СИ, то сделали бы массу ошибок, не желая их. В 1956 г. в ЛЭТИ, когда проводились опыты по химии с привлечением системы единиц CGS вместо системы МКСА, было зафиксировано большое число ошибок. С помощью системы МКСА что-то можно было проверить быстро навскидку. То, что в систему единиц заложены степени «-19» или «-24», «оторвано от жизни», навскидку не проверишь результат он без спецрасчетов не чувствуется. Так что, дай бог (хоть его и нет), чтобы эта квантованная система единиц еще долго не входила в жизнь. К ней надо не спеша, аккуратно привыкать, чтобы не было серьезных ошибок при пользовании новой квантованной системой единиц. Например, такой случай. Закономерен вопрос: обнаружение – это что? Измерение или случайная находка? Ответ на поставленный вопрос не вполне очевиден. Обнаружение – это процесс, который в одних случаях может быть примитивно простым (например, включение контрольной лампы накаливания при проверке наличия напряжения в электрической розетке), а в других случаях – очень сложным (например, обнаружение сигналов внеземных цивилизаций или прием космического зонда, покинувшего пределы Солнечной системы). 6 сентября 2012 г. радио Ленинградской области (3 кнопка СПб трансляции) сообщило потрясающую новость: американский спутник «Вояджер», запущенный в 1972 г. (40 лет тому назад) и вышедший за пределы Солнечной системы, еще обнаруживает себя своим сигналом, живет, давая подробности полета. Это результат радиоизмерения (чтобы обнаружить сигнал «Вояджера» на фоне огромного количества всяких мешающих сигналов). Таким образом, обнаружение – это сложный вид измерений [4].

### Список литературы

- Шишкин, И. Ф. Теоретическая метрология. Ч. 1. Общая теория измерений : учеб. для вузов / И. Ф. Шишкин. – 4-е изд., испр. – СПб.: ПИТЕР, 2009. – 192 с.
- 2. Тюрин, Н. И. Введение в метрологию / Н. И. Тюрин. 3-е изд., перераб. и доп. М. : Изд-во стандартов, 1985. 247 с.
- Рекомендация E1 (2007). Предложенные изменения Международной системы СИ : препринт РТВ. – 2007. – 2 с.
- 4. Кравченко, С. А. Можно ли считать обнаружение измерением? / С. А. Кравченко // Мир измерений. 2009. № 9. С. 13–15.

Кравченко Святослав Анатольевич доктор технических наук, ведущий научный сотрудник, ВНИИ Метрологии им. Д. И. Менделеева E-mail: S.A.Kravchenko@vniim.ru

### **Пиастро Витольд Петрович** кандидат технических наук, начальник лаборатории, ВНИИ Метрологии им. Д. И. Менделеева E-mail: V.P.Piastro@vniim.ru

**Пронин Антон Николаевич** начальник отдела, ВНИИ Метрологии им. Д. И. Менделеева E-mail: A.N.Pronin@vniim.ru

## Kravchenko Svyatoslav Anatol'evich

doctor of technical sciences, leading researcher, All-Russia Research Institute of Metrology named after D. I. Mendeleev

### Piastro Vitol'd Petrovich

candidate of technical sciences, head of laboratory, All-Russia Research Institute of Metrology named after D. I. Mendeleev

### **Pronin Anton Nikolaevich**

head of department, All-Russia Research Institute of Metrology named after D. I. Mendeleev

### УДК 53.081.1

### Кравченко, С.А.

**Что ожидает систему СИ в XXI веке в области электричества и магнетизма** / С. А. Кравченко, В. П. Пиастро, А. Н. Пронин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 105–108.